F 1503/3

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI

Tomul XXVI (XXX)

Fasc. 1—2

Secția III

ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ
ELECTRONICĂ
AUTOMATIZĂRI

1980

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI

Tomul XXVI (XXX)

Fasc. 1—2

Secţia III

ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ
ELECTRONICĂ
AUTOMATIZARI

1980

COLEGIUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. VAL. BLIDARU,
Prof. dr. doc. N. V. BOȚAN,
Prof. dr. ing. GH. CAȘLER,
Prof. dr. ing. M. GAFIȚANU (președinte),
Prof. dr. P. MĂLCOMETE,
Prof. dr. doc. D. MANGERON,
Prof. dr. ing. T. SILION,
Acad. prof. dr. doc. CR. SIMIONESCU,
Prof. dr. ing. I. VLAD.

COMITETUL DE REDACȚIE AL SECȚIEI

III. Electrotehnică
Energetică, Electronică. Automatizări

Prof. dr. ing. I. BEJAN
Prof. dr. ing. D. BĂRBULESCU
Prof. dr. ing. AL. POEATĂ

REDACȚIA

Prof. dr. doc. D. MANGERON,
Prof. dr. ing. HUGO ROSMAN
ECATERINA IRIMIEA

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Tomul XXVI (XXX), Fasc. 1–2 1980

Secţia I

ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

SUMAR

Pag.

H. ROSMAN, Semnale dublu-periodice ortogonale şi relaţiile Manley-Rowe (II) (engl., rez. rom.) 9

FL. TRIFAN şi C. ANDRONE, Calculul forţei magnetostrictive ca forţă generalizată, aproximînd curba de magnetizare cu diferite expresii analitice (rom., rez. engl.) 13

S. DOBRE, Analiza circuitelor unidirecţionale cu generator Hall, pe baza teoriei cuadripolului general (engl., rez. rom.) 17

L. GORAŞ şi C. MĂRCUŢĂ, Sinteza neliniară utilizînd saturaţia amplificatorului operaţional (engl., rez. rom.) 25

A. IOINOVICI, Asupra soluţiei numerice a ecuaţiei de stare omogene a unui circuit electric liniar cu parametri variabili în timp (engl., rez. rom.) 31

M. ANTONIU, Posibilităţi de realizare a unor voltmetre electrostatice cu mai multe sensibilităţi (rom., rez. franc.) 35

P. HABA, Studiul analitic al unui traductor de deplasare cu sondă magnetică (germ., rez. rom.) 41

L. TURIC, D. ALEXA şi C. ORIŢĂ, O nouă metodă de comandă a invertoarelor trifazate cu modulaţia impulsurilor în amplitudine după o lege sinusoidală (engl., rez. rom.) 47

R. SIREŢCHI, I. D. SUCEVEANU şi D. ALEXA, Contribuţii la creşterea siguranţei în funcţionarea invertoarelor (engl., rez. rom.) 55

D. MICU şi M. CÎRNU, Studiul curentului circuitului de stingere cu tiristor auxiliar, al unui invertor (franc., rez. rom.) 59

A. PRISĂCARU, Dependenţa puterilor active, reactive şi deformante de unghiul de aprindere al tiristoarelor unei instalaţii de comandă prin tensiune a motoarelor asincrone (rom., rez. germ.) 67

I. SUCHAR, Contribuţii la studiul posibilităţilor de reglare a vitezei micromotoarelor magnetoelectrice cu comutaţie statică (rom., rez. franc.) 75

C. BOŢAN, Metodă algebrică pentru studiul condiţiilor de nedistorsionare a semnalelor modulate în amplitudine (rom., rez. franc.) 81

Pag.

I. OLÁH, T. GANCIU şi L. SEBASTIAN, Asupra unui regulator electric automat tripoziţional (rom., rez. engl.) 89

CR. PAL, Consideraţiuni privind atenuarea oscilaţiilor motoarelor pas cu pas cu reluctanţă variabilă (rom., rez. franc.) 101

M. DIACONESCU şi I. GRAUR, Unele consideraţii privind reglarea vitezei motorului asincron folosind convertizoare cu tiristoare (engl., rez. rom.) . . 107

C. BOTEZ şi GH. CÎRŢINĂ, Calculul reţelelor electrice prin metoda programării dinamice (franc., rez. rom.) 113

R. FLORESCU, GH. SAVITESCU, CL. BOTEZ, D. IOACHIM şi T. GANCIU, Contribuţii la calculul fotometric al instalaţiilor de iluminat echipate cu corpuri luminoase de dimensiuni mari (rusă, rez. rom.) 117

TR. VIDRAŞCU, Contribuţii la studiul sistemului capacitiv de aprindere electrică cu semiconductori (rom., rez. engl.) 123

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Tom XXVI (XXX), Fasc. 1–2 1980

Section III

ELECTROTECHNICS. ENERGETICS. ELECTRONICS. AUTOMATION

CONTENTS

Pp.

H. ROSMAN, Orthogonal Double-Periodic Signals and Manley-Rowe Relations (II) (English, Romanian summary) 9

FL. TRIFAN and C. ANDRONE, The Calculus of the Magnetostrictive Force as a Generalized Force Approximating the Magnetization Curve by Different Analytical Expressions (Romanian, English summary) 13

S. DOBRE, Analysis of Unidirectional Hall Generator Circuits Based upon the Quadripole General Theory (English, Romanian summary) 17

L. GORAŞ and C. MĂRCUŢĂ, Nonlinear Synthesis using Saturation of the Operational Amplifier (English, Romanian summary) 25

A. IOINOVICI, On the Numerical Solution of Homogeneous State Equation of a Linear Electrical Circuit withe Time-varying Parameters (English, Romanian summary) 31

M. ANTONIU, Possibilités de relisation des voltmètres à plusieures sensibilités (Romanian, French summary) 35

P. HABA, Analytische Untersuchungen der Funktionierung eines Verschiebungsgebers mit magnetischer Sonde (German, Romanian summary) 41

L. TURIC, D. ALEXA and C. ORIŢĂ, A New Method of Control of the Three-phase Inverters with Pulse Amplitude Modulation after a Sinusoidal Law (English, Romanian summary) 47

R. SIREŢCHI, I. D. SUCEVANU and D. ALEXA, Contributions of the Increase of Safety in the Functioning of Inverters (English, Romanian summary) . 55

D. MICU et M. CÎRNU, L'étude du courant du circuit d'extinction à thyristor auxiliaire d'un inverteur (French, Romanian summary) 59

A. PRISĂCARU, Über die Abhängigkeit der Wirk-, Blind- und Deformierenden Leistungen von Zindwinkel einer Tyristhorenschaltung die Asynchronmotoren durch die Spanung steuert (German, Romanian summary) 67

I. SUCHAR, Contributions à l'étude des possibilités de réglage de la vitesse des micromoteurs magnétoélectriques à commutation statique (Romanian, French summary) 75

Pp.

C. BOŢAN, Méthode algébrique pour l'étude des conditions de non-distorsion des signaux modulés en amplitude (Romanian, French summary) 81

I. OLÁH, T. GANCIU and L. SEBASTIAN, About a Tripositional Automatic Electronic Regulator (Romanian, English summary) 89

CR. PAL, Considérations concernant l'atténuation des moteurs pas-à-pas à réluctance variable (Romanian, French summary) 101

M. DIACONESCU and I. GRAUR, Some Considerations concerning the Velocity's Regulation for the Asynchronous Motor using Thyristor Converter (English, Romanian summary) 107

C. BOTEZ et GH. CÎRŢINĂ, Le calcul des réseaux électriques par la méthode de la programmation dynamique (French, Romanian summary) 113

R. FLORESCU, GH. SAVITESCU, CL. BOTEZ, D. IOACHIM and T. GANCIU, Contributions to the Lighting Design of the Installations Equiped with Area Sources (Russian, Romanian summary) 117

TR. VIDRAŞCU, Contributions to the Study of the Capacitor Discharge Ignition with Semiconductors (Romanian, English summary) 123

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Том XXVI (XXX), Вып. 1—2 1980

Секция III

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА. ЭНЕРГЕТИКА. ЭЛЕКТРОНИКА. АВТОМАТИКА

СОДЕРЖАНИЕ

Стр.

Г. РОСМАН, Ортогональные двух-периодические сигналы и соотношения Мэнли-Роу (II) (англ., рез. рум.) 9

А. ТРИФАН и К. АНДРОНЕ, Вычисление магнитосриктивной силы как обобщенный силы, при разных аппроксимаций характеристики намагничивания (рум., рез. англ.) 13

С. ДОБРЕ, Анализ однонаправленных контуров с генератором Холла на основе теории общего четырехполюсника (англ., рез. рум.) . 17

Л. ГОРАШ и К. МЭРКУЦЭ, Нелинейный синтез употребляя насыщение операционального усилителя (англ., рез. рум.) 25

А. ИОЙНОВИЧ, Численное решение однородного уравнения состоянии одной электрической линейной цепи с изменяющимся во времени параметрами (англ., рез. рум.) 31

М. АНТОНИУ, Возможности реализования электростатических вольтметров с несколькими пределами измерения (рум., рез. франц.) 35

П. ХАБА, Аналитическое исследование датчика смещения с магнитным зондом (нем., рез. рум.) 41

Л. ТУРИК, Д. АЛЕКСА и К. ОРИЦЭ, Новый метод управления трехфазных инверторов с амплитудную модулацию импульсов (англ., рез. рум.) 47

Р. СИРЕЦКИЙ, И. Д. СУЧЕВЯНУ и Д. АЛЕКСА, Вклад над повышением надежности работы инверторов (англ., рез. рум.) 55

Д. МИКУ и М. КЫРНУ, Изучение тока в цепи экстинкции у вспомогательного тиристора инвертора (франц., рез. рум.) 59

А. ПРИСЭКАРУ, Зависимость активных, реактивных и искаженых мощностей от уголя тиристоров управляющего устроиства на напряжений для асинхронных двигателей (рум., рез. нем.). . . . 67

Стр.

И. СУХАР, Вклады на изучение возможностей регулирования скорости магнитоэлектрических микродвигателей со статической коммутацией (рум., рез. франц.) 75

К. БОЦАН, Алгебраический метод исследования условии неискажения амплитудно-модулированных сигналов (рум., рез. франц.). . . 81

И. ОЛАХ, Т. ГАНЧИУ и Л. СЕБАСТЯН, Об электронном трехпозиционном автоматическом регуляторе (рум., рез. англ.) 89

К. ПАЛ, Соображения в связи с затуханием колебаний реактивных электрических шаговых двигателей (рум., рез. франц.) 101

М. ДИАКОНЕСКУ и И. ГРАУР, Некоторые соображения в связи с регулированием скорости асинхронного двигателя, с применением тиристорных преобразователей (англ., рез. рум.) 107

К. БОТЕЗ и Г. КЫРЦИНЭ, Расчет электрических сетей с помощью динамического програмирования (франц., рез. рум.) 113

Р. ФЛОРЕСКУ, Г. САВИТЕСКУ, К. БОТЕЗ, Д. ИОАКИМ и Т. ГАНЧИУ, Вклад в фотометрические расчеты установок снабленных светильниками больших размеров (русск., рез. рум.) 117

Т. ВИДРАШКУ, Некоторые аспекты изучения конденсаторного системы зажигания с полупроводниками (рум. рез. англ.) 123

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXVI (XXX), fasc. 1—2, 1980
Secția III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.C. 621.373.93

ORTHOGONAL DOUBLE-PERIODIC SIGNALS AND MANLEY-ROWE RELATIONS (II)

BY

HUGO ROSMAN

1. It has been proved, in a previous paper [1], that any pair of scalar or vector functions, double-periodic w.r.t. the same independent variable, having the same periods, such that functional dependence between one of the two functions and the integral w. r. t. the independent variable of the other function is „hysteresisless", are orthogonal. It is known that, at the same time, such functions satisfy relations of Manley-Rowe type [2], as well as generalized primitive relations of the same type [3], due to their orthogonality.

In the following it will be proved that primitive relations of Manley-Rowe type as far as „instantaneous active power" [4] is concerned, are also consequence of the orthogonality of signals of the above mentioned type.

2. Consider two vector or scalar signals, $f(t)$ and $g(t)$, double-periodic w.r.t. the same independent variable, t, and having the same periods $T_1 = 2\pi/\omega_1$ $T_2 = 2\pi/\omega_2$. Certain conditions [5] being fulfilled, such functions can be expanded into double Fourier series:

$$(1) \qquad f(t) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} \underline{F}_{p,q}\, e^{j(p\omega_1+q\omega_2)t}, \qquad g(t) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} \underline{G}_{p,q}\, e^{j(p\omega_1+q\omega_2)t},$$

where complex coefficients can be determined by the following relations:

$$(2) \qquad \begin{cases} \underline{F}_{p,q} = \dfrac{1}{4\pi^2} \displaystyle\int_0^{2\pi} d(\omega_2 t) \int_0^{2\pi} f(t)\, e^{-j(p\omega_1+q\omega_2)t}\, d(\omega_1 t), \\ \underline{G}_{p,q} = \dfrac{1}{4\pi^2} \displaystyle\int_0^{2\pi} d(\omega_2 t) \int_0^{2\pi} g(t)\, e^{-j(p\omega_1+q\omega_2)t}\, d(\omega_1 t). \end{cases}$$

We assume that the functions $f(t)$, $g(t)$ defined in such a manner satisfy the condition:

$$(3) \qquad \oint f(g)\, dg = 0.$$

Since the double-periodic function $g(t)$ can be considered as depending of two independent (real) variables, it follows that:

$$(4) \qquad dg = \frac{\partial g}{\partial(\omega_1 t)} d(\omega_1 t) + \frac{\partial g}{\partial(\omega_2 t)} d(\omega_2 t)$$

such that relation (3) becomes:

$$(5) \qquad \int_0^{2\pi} f(t) \frac{\partial g}{\partial(\omega_1 t)} d(\omega_1 t) + \int_0^{2\pi} f(t) \frac{\partial g}{\partial(\omega_2 t)} d(\omega_2 t) = 0.$$

Assuming, successively, $\omega_2 t = \text{const.}$ and $\omega_1 t = \text{const.}$ respectively, expression (5) leads to the relations:

$$(6) \quad \int_0^{2\pi} f(\omega_1 t)\, \dot{g}(\omega_1 t)\, d(\omega_1 t) = 0 \quad \text{and} \quad (7) \quad \int_0^{2\pi} f(\omega_2 t)\, \dot{g}(\omega_2 t)\, d(\omega_2 t) = 0,$$

respectively, where

$$(8) \quad \begin{cases} \dot{g}(\omega_1 t) = \dfrac{\partial g}{\partial(\omega_1 t)}\Big|_{\omega_2 t = \text{const.}} = \dfrac{dg}{d(\omega_1 t)} = jp \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} \underline{G}_{p,q}\, e^{j(p\omega_1 + q\omega_2)t}, \\ \dot{g}(\omega_2 t) = \dfrac{\partial g}{\partial(\omega_2 t)}\Big|_{\omega_1 t = \text{const.}} = \dfrac{dg}{d(\omega_2 t)} = jq \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} \underline{G}_{p,q}\, e^{j(p\omega_1 + q\omega_2)t}. \end{cases}$$

Relations (6), (7) bring out the fact that any pair from among the functions $f(\omega_1 t)$, $\dot{g}(\omega_1 t)$ and $f(\omega_2 t)$, $\dot{g}(\omega_2 t)$ are orthogonal [6].

3. The functions $f(\omega_k t)$, $g(\omega_k t)$, $(k = 1, 2)$, are, obviously, periodic and can be expanded into F o u r i e r series as follows:

$$(9) \quad \begin{cases} f(\omega_1 t) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} \underline{F}_p\, e^{jp\omega_1 t}, \quad g(\omega_1 t) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} \underline{G}_p\, e^{jp\omega_1 t}, \\ f(\omega_2 t) = \sum_{q=-\infty}^{\infty} \underline{F}_q\, e^{jq\omega_2 t}, \quad g(\omega_2 t) = \sum_{q=-\infty}^{\infty} \underline{G}_q\, e^{jq\omega_2 t}, \end{cases}$$

with

$$(10) \quad \begin{cases} \underline{F}_p = \sum_{q=-\infty}^{\infty} \underline{F}_{p,q}\, e^{jq\omega_2 t}, \quad \underline{G}_p = \sum_{q=-\infty}^{\infty} \underline{G}_{p,q}\, e^{jq\omega_2 t}, \\ \underline{F}_q = \sum_{p=-\infty}^{\infty} \underline{F}_{p,q}\, e^{jp\omega_1 t}, \quad \underline{G}_q = \sum_{p=-\infty}^{\infty} \underline{G}_{p,q}\, e^{jp\omega_1 t}. \end{cases}$$

The functions $\dot{g}(\omega_1 t)$, $\dot{g}(\omega_2 t)$ are also periodic and can be expanded into the F o u r i e r series:

$$(11) \qquad \dot{g}(\omega_1 t) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} \dot{\underline{G}}_p\, e^{jp\omega_1 t}, \quad \dot{g}(\omega_2 t) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} \dot{\underline{G}}_q\, e^{jq\omega_2 t},$$

with

$$\dot{\underline{G}}_p = \mathrm{j}p \sum_{q=-\infty}^{\infty} \underline{G}_{p,q}\, \mathrm{e}^{\mathrm{j}q\omega_2 t}, \quad \dot{\underline{G}}_q = \mathrm{j}q \sum_{p=-\infty}^{\infty} \underline{G}_{p,q}\, \mathrm{e}^{\mathrm{j}p\omega_1 t}. \tag{12}$$

4. Since every pair from among the functions $f(\omega_1 t)$, $\dot{g}(\omega_1 t)$ and $f(\omega_2 t)$, $\dot{g}(\omega_2 t)$ are orthogonal, they satisfy the Parseval's formula [7], which, in our case, leads to the relations

$$\sum_{p=-\infty}^{\infty} \underline{F}_p\, \mathrm{e}^{\mathrm{j}p\omega_1 t}\, \dot{\underline{G}}_p\, \mathrm{e}^{\mathrm{j}p\omega_1 t} = 0 \tag{13}$$

and

$$\sum_{q=-\infty}^{\infty} \underline{F}_q\, \mathrm{e}^{\mathrm{j}q\omega_2 t}\, \dot{\underline{G}}_q\, \mathrm{e}^{\mathrm{j}q\omega_2 t} = 0, \tag{14}$$

respectively. Taking into account (10_1) and (12_1), relation (13) leads to

$$\sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} p\underline{F}_{p,q}\, \underline{G}_{p,q}\, \mathrm{e}^{\mathrm{j}2(p\omega_1+q\omega_2)t} = 0, \tag{15}$$

and relation (14), taking account of (10_3) and (12_2), leads to

$$\sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} q\underline{F}_{p,q}\, \underline{G}_{p,q}\, \mathrm{e}^{\mathrm{j}2(p\omega_1+q\omega_2)t} = 0. \tag{16}$$

By using the procedure from [4], we get from (15) and (16) the relations:

$$\sum_{p=0}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} p\mathcal{R}e[\underline{F}_{p,q}\, \underline{G}_{p,q}\, \mathrm{e}^{\mathrm{j}2(p\omega_1+q\omega_2)t}] = 0 \tag{17}$$

and

$$\sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=0}^{\infty} q\mathcal{R}e[\underline{F}_{p,q}\, \underline{G}_{p,q}\, \mathrm{e}^{\mathrm{j}2(p\omega_1+q\omega_2)t}] = 0, \tag{18}$$

respectively. Expressions (17), (18) constitutes the primitive relations of the Manley-Rowe type relating to „instantaneous active fluctuating power" [4]. They represent a consequence of orthogonality of functions $f(\omega_1 t)$, $\dot{g}(\omega_1 t)$ and $f(\omega_2 t)$, $\dot{g}(\omega_2 t)$ respectively. If we take into account that, at the same time, the primitive relations of Manley-Rowe type:

$$\sum_{p=0}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} p\mathcal{R}e(\underline{F}_{p,q}\, \underline{G}^*_{p,q}) = 0, \quad \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=0}^{\infty} q\mathcal{R}e(\underline{F}_{p,q}\, \underline{G}^*_{p,q}) = 0 \tag{19}$$

are also a consequence of orthogonality of the same functions, we can draw the conclusion, finally, that the primitive relations of Manley-Rowe type relating to „instantaneous active power" [4]:

$$\begin{cases} \displaystyle\sum_{p=0}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} p\mathcal{R}e[\underline{F}_{p,q}\, \underline{G}^*_{p,q} \pm \underline{F}_{p,q}\, \underline{G}_{p,q}\, \mathrm{e}^{\mathrm{j}2(p\omega_1+q\omega_2)t}] = 0, \\ \displaystyle\sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=0}^{\infty} q\mathcal{R}e[\underline{F}_{p,q}\, \underline{G}^*_{p,q} \pm \underline{F}_{p,q}\, \underline{G}_{p,q}\, \mathrm{e}^{\mathrm{j}2(p\omega_1+q\omega_2)t}] = 0 \end{cases} \tag{20}$$

constitutes a consequence of orthogonality of the functions $f(\omega_1 t)$, $\dot{g}(\omega_1 t)$ and $f(\omega_2 t)$, $\dot{g}(\omega_2 t)$ as well.

Received, October 2, 1979

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electrotechnics, Electrical Measurements and Machines

REFERENCES

1. Rosman H., *Orthogonal Double-Periodic Signals and Manley-Rowe Relations.* First National Symposium on Nonlinear and Parametric Circuits, Dec., 22—23, 1975, Jassy, 39—44.
2. Manley J. W., Rowe H. E., *Some General Properties of Nonlinear Elements.* I. *General Energy Relations.* Proc. of the I.R.E., **44**, *7*, 904—913 (1956).
3. Rosman H., *Über die Manley-Rowe Beziehungen.* XIV. Intern. Wiss. Koll. TH Ilmenau, *5*, 23—28 (1969).
4. Rosman H., *Manley-Rowe Beziehungen betreffs die Augenblickswirkleistung.* Bul. Inst. polit., Iaşi, **XIX (XXIII)**, *3—4*, s. III, 9—16 (1973).
5. Tolstov G. P., *Serii Fourier*, (transl. from Russian). Ed. Tehn., Buc., 1955, Ch. **VII**.
6. Courant R., *Vorlesungen über Differential- und Integralrechnung.* Bd. I, Dritte Aufl., Springer Verlag, Berlin, 1948.
7. Kaczmarcz St., Steinhauz H., *Theorie der Orthogonalreihen.* Warszawa, Lwow, 1935.

SEMNALE DUBLU-PERIODICE ORTOGONALE ŞI RELAŢIILE MANLEY-ROWE (II)

(Rezumat)

Se demonstrează că dată fiind o pereche de funcţii scalare sau vectoriale, dublu-periodice în raport cu aceeaşi variabilă independentă, avînd aceleaşi perioade, astfel încît dependenţa funcţională dintre una din funcţii şi integrala în raport cu variabila independentă a celeilalte funcţii să fie lipsită de „histerezis", sînt ortogonale şi ca o consecinţă a acestei proprietăţi satisfac relaţii de tip Manley-Rowe relative la puterea instantanee activă.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXVI (XXX), fasc. 1—2, 1980
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.Z. 538.652

CALCULUL FORŢEI MAGNETOSTRICTIVE CA FORŢĂ GENERALIZATĂ APROXIMÎND CURBA DE MAGNETIZARE CU DIFERITE EXPRESII ANALITICE

DE

FLORENTINA TRIFAN şi CAMELIA ANDRONE

1. Introducere

La introducerea unui eşantion feromagnetic într-un cîmp magnetic longitudinal, crescător, se observă experimental că proba respectivă îşi modifică lungimea (creşte sau scade), după cum este dotată cu magnetostricţie pozitivă sau negativă. Acestei modificări i se opun tensiunile interne de natură mecanică, cărora li se poate asocia o forţă cauză, de natură magnetică, numită forţă magnetostrictivă.

Evaluîndu-se energia magnetică totală înmagazinată în cîmpul magnetic al unui sistem luat în consideraţie şi calculîndu-se variaţia acesteia în raport cu elementul perceptibil din punct de vedere macroscopic — modificarea dimensiunilor corpului — se poate găsi, cu o oarecare aproximaţie, relaţia de calcul a forţei magnetostrictive. Totdeauna vor trebui însă cunoscute caracteristicile de magnetizare $M(H)$, ce vor trebui apoi aproximate analitic prin diferite funcţii.

2. Calculul forţei magnetostrictive pentru un eşantion sub formă de bară

Considerînd un miez feromagnetic de lungime x (fig. 1), plasat într-un cîmp magnetic longitudinal, crescător, produs de o bobină cu N spire parcursă de curentul I, intensitatea cîmpului magnetic se va putea determina cu relaţia :

$$H = \frac{NI}{x}. \tag{1}$$

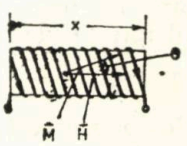


Fig. 1

Inducţia magnetică într-un punct din domeniul feromagnetic va fi :

$$\mathbf{B} = \mu_0 (\mathbf{H} + \mathbf{M}). \tag{2}$$

Densitatea volumetrică a energiei magnetice se va putea calcula cu relația :

$$(3) \qquad w_m = \frac{1}{2}\mathbf{BH} = \frac{1}{2}\mu_0 H^2 + \frac{1}{2}\mu\mathbf{HM}(H) = \frac{1}{2}\mu_0 H^2 + \frac{1}{2}\mu_0 HM(H)\cos\theta,$$

unde θ reprezintă unghiul pe care îl fac, la un moment dat, vectorii **M** și **H**.

Energia ce se înmagazinează în întregul volum al miezului va fi :

$$(4) \qquad W_m = w_m V = \frac{1}{2} Ax\,[\mu_0 H^2 + \mu_0 HM(H)\cos\theta].$$

Termenul $\frac{1}{2}\mu_0 AxH^2$ reprezintă energia magnetică înmagazinată în spațiul interstițial și care nu contribuie decît la deplasarea granițelor domeniilor (reversibil sau ireversibil). Termenul $\frac{1}{2}\mu_0 HM(H)\cos\theta$ reprezintă energia magnetică care produce efectele de rotire, reversibilă și ireversibilă, a domeniilor magnetice, deoarece este preponderentă, din momentul în care proiecția lui **M** pe **H** crește din ce în ce mai mult.

Forța magnetostrictivă își are originea în acest de al doilea termen, ce conține elementele x și θ susceptibile a fi variabile. Efectul macroscopic care se percepe îl constituie variația lungimii barei și atunci expresia forței magnetostrictive este :

$$F_{ms} = \frac{\partial W_m}{\partial x} = \frac{A}{2}\mu_0 \frac{\partial}{\partial x}[xHM(H)\cos\theta].$$

Ținînd seama de (1), rezultă :

$$(5) \qquad F_{ms} = \frac{A}{2}\mu_0 NI \frac{\partial}{\partial x}[M(H)\cos\theta] =$$

$$= \frac{A}{2}\mu_0 NI\left[\cos\theta \frac{\partial}{\partial x} M(H) + M(H)\frac{\partial}{\partial x}\cos\theta\right].$$

Din punct de vedere fizic $\cos\theta$ depinde foarte puțin de lungimea x a eșantionului și deci $\partial(\cos\theta)/\partial x \approx 0$. În aceste condiții expresia forței magnetostrictive devine :

$$(6) \qquad F_{ms} = \frac{A}{2}\mu_0 NI\cos\theta \frac{\partial}{\partial x} M(H).$$

Aproximarea funcției $M(H)$ se realizează cu ajutorul caracteristicilor de magnetizare ridicate experimental. Dacă panta este aproximativ constantă pînă în zona de saturație, caracteristicile se vor putea aproxima cu funcții impare de tipul :

$$(7) \qquad M(H) = b_1 H - b_3 H^3.$$

Se determină b_1 și b_3 funcție de două puncte citite pe caracteristicile respective.

Aproximarea se mai poate efectua pe porțiuni de caracteristică, sau cu alte funcții, ca de exemplu :

$$M = a_1 e^{b_1 H}, \quad M = a \operatorname{arctg} bH, \quad M = \operatorname{arctg} \beta H + \gamma H, \quad M = \operatorname{sh} \beta H, \quad M = \operatorname{argth} \beta H. \tag{8}$$

Aproximarea funcției $M(H)$ odată aleasă se poate trece efectiv la calculul forței magnetostrictive și deci a constantei de magnetostricție. În cazul aproximării cu polinom impar cu doi termeni, forța magnetostrictivă are expresia :

$$F_{ms} = \frac{A}{2} \mu_0 NI \frac{\partial}{\partial x} (b_1 H - b_3 H^3) \cos\theta = \\ = -\frac{A}{2} \mu_0 b_1 \cos\theta . H^2 + \frac{3A}{2} \mu_0 b_3 \cos\theta \cdot H^4. \tag{9}$$

Se observă preponderența termenului de gradul patru cu creșterea lui H. De asemenea se constată că forța magnetostrictivă este de frecvență dublă față de cea a semnalului aplicat (dacă acesta este periodic) și conține în general armonici pare. Funcție de poziția punctului pe caracteristica de magnetizare, se observă că valoarea forței magnetostrictive va fi dictată fie de termenul negativ (pentru valori ale lui H mai mici), fie de termenul pozitiv, pentru valori ale lui H ce produc rotații reversibile sau ireversibile ale domeniilor magnetice. Expresia forței magnetostrictive astfel dedusă ar putea explica deci și punctul de inversiune al lui V i l l a r i, caracteristic fierului.

Această forță produce o solicitare de întindere sau compresiune pe direcția x a eșantionului, care conform legii lui H o o k e va avea drept efect o variație relativă de lungime :

$$\frac{\delta x}{x} = \lambda = \frac{F_{ms}}{EA} = -\mu_0 \frac{b_1}{2E} \cos\theta . H^2 + 3\mu_0 \frac{b_3}{2E} \cos\theta . H^4. \tag{10}$$

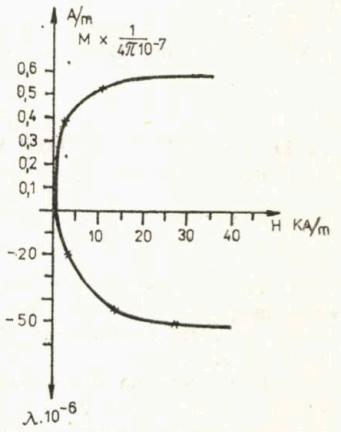
Dacă se efectuează calcule similare pentru primele două funcții de aproximație din relațiile (8), rezultă pentru λ următoarele expresii :

$$\lambda = -\frac{\mu_0}{2E} a_1 b_1 x \, e^{b_1 H} H^3 \cos\theta \tag{11}$$

și respectiv

$$\lambda = -\frac{\mu_0}{2E} ab \frac{H^2}{1 + b^2 H^2} \cos\theta. \tag{12}$$

Se observă că funcțiile obținute sînt de asemenea pare ceea ce indică prezența armonicilor respective în spectrul forței magnetostrictive. Relația de calcul a forței va avea un corespondent practic cu atît mai apropiat de realitate,



Fig, 2

cu cît caracteristica de magnetizare a fost ridicată experimental în condiţii mai bune şi cu cît aproximarea acesteia s-a realizat mai corect.

Verificarea experimentală s-a realizat pentru o bară de Ni magnetizată după axa de magnetizare uşoară (întrucît s-a cunoscut natura tratamentului mecano-termic şi deci textura cristalină) a cărei caracteristică a fost aproximată cu $M = a \operatorname{arctg} bH$ (fig. 2) sau cu $M = a_1 e^{b_1 H}$.

3. Concluzii

1. Forţa magnetostrictivă este o funcţie pară de H (intensitatea cîmpului magnetic) indiferent de funcţia analitică cu care se aproximează caracteristica de magnetizare.

2. În cazul în care proba feromagnetică se află în cîmp magnetic variabil de frecvenţă f, forţa magnetostrictivă conţine armonici pare, preponderînd cele de ordin doi, pînă în apropierea cotului de saturaţie a curbei de magnetizare.

3. Forţa magnetostrictivă poate depinde şi de lungimea iniţială a probei feromagnetice, funcţie de natura materialului, definită prin forma caracteristicii $M(H)$ şi deci de funcţia analitică cu care se efectuează aproximarea.

4. Coeficientul de magnetostricţie depinde de unghiul θ dintre vectorii **H** şi **M** dacă punctele de funcţionare pe caracteristica de magnetizare se află în zonă nesaturată din punct de vedere magnetic.

Primită la 16 noiembrie 1979

Institutul politehnic, Iaşi,
Catedra de electrotehnică, măsuri şi maşini electrice

BIBLIOGRAFIE

1. Bozorth R. M., *Magnetic Properties of Metals and Alloys.* Ohio, 1959.
2. Mihai V., Bunget I., Rev. Roum. Phys., **18**, *4*, 459 (1973).
3. Rothenstein B. F., Lupulescu M., Metalurgia, **23**, *3*, 119 (1971).
4. Rothenstein B. F., Artzner I., Phys. Stat. Sol., 2k, 117 (1968).
5. Vasiliu Gh., Bul. Inst. polit. Iaşi, **19 (23)**, *1*, 9 (1973).

THE CALCULUS OF THE MAGNETOSTRICTIVE FORCE AS A GENERALIZED FORCE, APPROXIMATING THE MAGNETIZATION CURVE BY DIFFERENT ANALYTICAL EXPRESSIONS

(Summary)

The proposed method is based on the valuation of the magnetic energy accumulated in the whole magnetized field and then in the determination of its variation w. r. t. the modification of the geometrical dimension of the ferromagnetic sample perceptible by the macroscopic point of view.

In the formula of the magnetic energy the magnetization M is approximate as a polynomial odd function or inverse trigonometrical functions (arctg, argth), with respect to H.

The magnetostrictive force is considered an even function w. r. t. H, not depending on the analytical function which approximates the magnetization curve, $B(H)$.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXVI (XXX), fasc. 1—2, 1980
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.C. 538.632 ; 621.392.5

ANALYSIS OF UNIDIRECTIONAL HALL GENERATOR CIRCUITS BASED ON THE GENERAL QUADRIPOLE THEORY

BY

SILVIA DOBRE

1. General Considerations

Unidirectional Hall gyrator circuits are comparatively recent, both in theory and practice [9], [5], [8], [16], [10], [12] and present the advantage that they are resistive in a large range of frequencies, so their application is possible for a broad transmission band. The main shortcoming consists in the reduced efficiency of the system. An important progress has been made in this respect by employing a solution consisting of multiple Hall and control electrodes, conducting to increased efficiency [6], [7], [16], [1], [2].

Literature references concerning the analysis of unidirectional Hall gyrator circuits and additional elements are poor and irrelevant, only particular cases being taken into account. Because of this fact, in what follows, analysis of unidirectional circuits with additional resistors in the most general conditions is considered. Solution of this problem is based on the use of the theory of the general quadripole [15], since application of the twoport quadripole would yield erroneous results. The results reported here are not found in literature.

2. Unidirectional Circuits Obtained by Connection of Non-equal Resistances in Parallel with the Hall Generator

In the previous paper [15] the relation is ascertained which should be satisfied by the Y-parameters of a general quadripole (Fig. 1), made up of a nonreciprocal circuit element and additional circuit elements adequate connected, in order that power transfer should occur only from the input terminals *1-1'* to the output ones *2-2'*.

The result obtained shows that with a unidirectional circuit, one of the following conditions is satisfied :

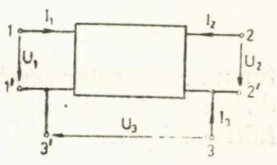


Fig. 1

$$Y_{13}Y_{32} - Y_{12}Y_{33} = 0 \tag{1}$$

for $Y_{33}Y_{31} - Y_{31}Y_{33} \neq 0$, $Y_{22} \neq 0$ or

(2) $$Y_{23}Y_{31} - Y_{21}Y_{33} = 0$$

for $Y_{13}Y_{32} - Y_{12}Y_{33} \neq 0$, $Y_{22} \neq 0$.

As the H a l l generator has any configuration for the semiconductor plate and the four electrodes, unidirectional circuits can be achieved, when in parallel with the former, resistors r' and r'' are in longitudinal or in X-connection disposed, as shown in Figs. 2 and 3.

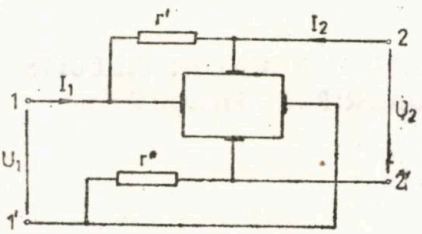


Fig. 2

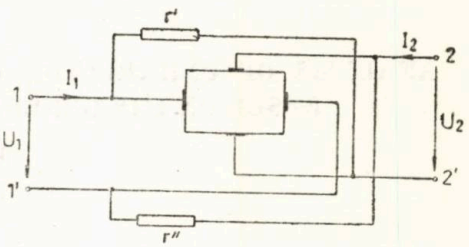


Fig. 3

When out of reasons of symmetry, the rule of association of the reference directions from the receivers is accepted for the three pairs of terminals of the general quadripole (Fig. 1), then the equivalent admittance matrix of the diagram represented in Fig. 2 is:

(3) $$\| Y \| = \left\| \begin{array}{ccc} Y'_{11}+Y' & Y'_{12}-Y' & Y'_{13}-Y' \\ Y'_{21}-Y' & Y'_{22}+Y' & Y'_{23}+Y' \\ Y'_{31}-Y' & Y'_{32}+Y' & Y'_{33}+Y'+Y'' \end{array} \right\|_t$$

wherein the parameters Y'_{11}, Y'_{12}, Y'_{13}, ... refer to the H a l l generator, while:

$$Y' = \frac{1}{r'} \quad \text{and} \quad Y'' = \frac{1}{r''}.$$

The relationship between the admittances Y' and Y'', for which the diagram in Fig. 2 becomes unidirectional, is obtained from condition (1) applied to the admittance matrix (3) and is of the form:

(4) $$Y'Y'' + (Y'_{13} - Y'_{32} - Y'_{12} + Y'_{33})\, Y' - Y'_{13}\, Y'' = Y'_{12}\, Y'_{33} - Y'_{13}\, Y'_{32}.$$

It is to underline that location of the resistances r' and r'' w. r. t. the pair of terminals *3-3'* (*2'* and *1'*) is specified in Fig. 2.

Since the components of the admittance matrix of the H a l l gyrator satisfy the expression:

$$Y'_{13} = -Y'_{32} = -\frac{Y'_{33}}{2}$$

for a rectangular semiconductor plate with H a l l electrodes symmetrically disposed in connection with the control electrodes, condition (4) to be fulfilled by the admittances Y' and Y'' is obtained in shape of:

(5) $$Y'Y'' - Y'_{12}(Y' + Y'') = Y'_{12}\, Y'_{33} - Y'_{13}\, Y'_{32}.$$

In this case, because of symmetry, arrangement of resistances r' and r'' w.r.t. terminals 3-$3'$ is irrelevant, which result also from relation (5).

With reference to the diagram represented in Fig. 3, the corresponding equivalent admittance matrix is:

$$\| Y \| = \begin{Vmatrix} Y'_{11}+Y' & Y'_{12} & Y'_{13}-Y' \\ Y'_{21} & Y'_{22}+Y'' & Y'_{23}+Y'' \\ Y'_{31}-Y' & Y'_{32}+Y'' & Y'_{33}+Y'+Y'' \end{Vmatrix}. \tag{6}$$

By application of the condition of unidirectionality (1) to the matrix (6), the following relationship is obtained between admittances Y' and Y'':

$$Y'Y'' + (Y'_{12} + Y'_{32})\, Y' + (Y'_{12} - Y'_{13})\, Y'' = Y'_{13}\, Y'_{32} - Y'_{12}\, Y'_{33}\,. \tag{7}$$

For the particular case of a rectangular gyrator with Hall electrodes symmetrically disposed with respect to the control ones, Eq. (7) becomes:

$$Y'Y'' + (Y'_{12} + Y'_{32})\,(Y' + Y'') = Y'_{13}\, Y'_{32} - Y'_{12}\, Y'_{33}\,. \tag{8}$$

3. Unidirectional Circuits Obtained by Connection of Equal Resistances in Parallel with the Hall Generator

Establishment of the relationships between the admittances Y' and Y'', which connected in parallel to the Hall generator, make up unidirectional circuits, is based on the knowledge of the nine quadripole parameters of the Hall generator, taken as general quadripole. However, when the couple of resistors are equal ($r' = r'' = r$), it is shown that the expressions for the resistances can be obtained when only the four quadripole parameters of the Hall generator taken as twoport quadripole are known, i.e. the proper idle-running resistances R_{10}, R_{20}, and the idle-running transfer resistances R_{12}, R_{21}. In consequence, particularization of expressions (4) and (7) is not advantageous.

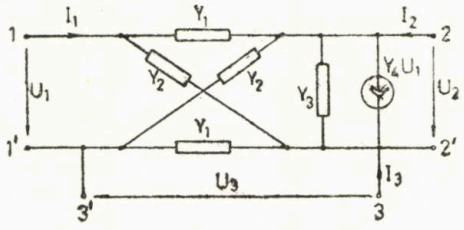


Fig. 4

a) When for the Hall generator, an equivalent symmetrical bridge diagram is considered, for instance the diagram represented in Fig. 4 [3], [4], by connection of the same in parallel with equal additional resistors, the condition of parallel interconnection of the twoport quadripoles is satisfied.

Yet, in order to ensure unitary treatment of the problems suggested, as well as to check the condition of unidirectionality [15] expressed by relations (1) and (2), further presentation should be made as well in the frame of the general quadripole theory.

With notation $Y = 1/r$, for the admittance matrix of the diagram represented in fig. 2, expressions

$$(9) \quad \| Y \| = \begin{Vmatrix} Y_1 + Y_2 + Y & -Y_1 - Y & -(Y_1 + Y_2 + Y) \\ Y_4 - Y_1 - Y & Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y & Y_1 + Y_2 + Y \\ -(Y_1 + Y_2 + Y) & Y_1 + Y_2 + Y & 2(Y_1 + Y_2 + Y) \end{Vmatrix}$$

are obtained.

Taking into account the positive directions of reference adopted, the admittances intervening into matrix (9) becomes:

$$(10) \quad \begin{cases} Y_1 = \dfrac{R_{20} + R_a - R_b}{R_{10}R_{20} - R_a^2 + R_b^2}, & Y_2 = \dfrac{R_{20} - R_a + R_b}{R_{10}R_{20} - R_a^2 + R_b^2}, \\ Y_3 = \dfrac{R_{10} - R_{20}}{R_{10}R_{20} - R_a^2 + R_b^2}, & Y_4 = -\dfrac{2R_b}{R_{10}R_{20} - R_a^2 + R_b^2}, \end{cases}$$

R_a and R_b being the components into which the transfer resistances [14] have been decomposed:

$$R_{12} = R_a - R_b, \qquad R_{21} = R_a + R_b,$$

where in R_a is a component which not depend and R_b is a component which depend on the direction of magnetic induction.

By applying the condition of unidirectionality (1) to the matrix (9), for the admittance and/or longitudinal resistances r, the following expressions are obtained:

$$(11) \qquad Y = Y_2 - Y_1, \qquad (12) \qquad r = \frac{R_{10}R_{20} - R_a^2 + R_b^2}{2(R_b - R_a)}.$$

Equation (12) can be particularized for the case when the Hall generator has no zero voltage, as well as a symmetrical Hall plate [15].

In the literature no references are made to the more general case with zero voltage available.

The admittance matrix of the unidirectional diagram from Fig. 2, taken as a twoport quadripole ($I_3 = 0$), is expressed as follows for the case of equal longitudinal resistances:

$$(13) \quad \| Y \| = \begin{Vmatrix} \dfrac{R_{20} + R_b - R_a}{R_{10}R_{20} - R_a^2 + R_b^2} & 0 \\ -\dfrac{2R_b}{R_{10}R_{20} - R_a^2 + R_b^2} & \dfrac{R_{10} + R_b - R_a}{R_{10}R_{20} - R_a^2 + R_b^2} \end{Vmatrix}.$$

Since in matrix (13), the short-circuit admittance matrix Y_{12} is zero, when in the diagram in Fig. 2 the circuit is fed at terminals *1-1'*, no energy

transfer occurs in the reverse direction, i.e. the input magnitudes are not dependent on the output magnitudes.

Symbolically, behaviour of the unidirectional circuit can be represented under the form :

$$1^* \rightarrow 2, \qquad 1^* \leftarrow\!/\!- 2,$$

while the asterisk indicates the fed circuit.

The attenuation constants in the forward direction (g_{1c}) and the reverse direction (g_{2c}) are :

$$g_{1c} = \ln \frac{\sqrt{(R_{10} + R_b - R_a)(R_{20} + R_b - R_a)}}{R_b}, \quad g_{2c} = \infty.$$

b) When the couple of resistors r are connected in X, in parallel with the Hall plate [3], the diagram represented in Fig. 3 becomes unidirectional for :

$$r = \frac{R_{10} R_{20} - R_a^2 + R_b^2}{2(R_a + R_b)}. \tag{14}$$

Behaviour of the diagram is similar to that represented in Fig. 2 while the attenuation constants in the forward direction (g_{1c}) and the reverse direction (g_{2c}) are :

$$g_{1c} = \ln \frac{\sqrt{(R_{10} + R_a + R_b)(R_{20} + R_a + R_b)}}{R_b}, \quad g_{2c} = \infty.$$

4. Unidirectional Circuit made up of a Hall Plate with Adequately Shifted Hall Electrodes

a) When the Hall electrodes are disposed on the side surface of a Hall plate in so a manner that with a certain magnetic induction, zero voltage is equal to the Hall voltage, then $R_a(+B) = R_b(+B)$, while, from (12), it results $r = \infty$.

Observation. In [3], [14], the direction of magnetic induction has been taken positive in which components R_a and R_b are of the same sign.

In this case, the admittance matrix of the Hall generator, illustrated by the diagram from Fig. 4, is of the form :

$$\| Y(+B) \| = \frac{1}{R_{10} R_{20}} \begin{Vmatrix} 2R_{20} & -(R_{20} + 2R_a) & -2R_{20} \\ -R_{20} & R_{10} + R_{20} & 2R_{20} \\ -2R_{20} & 2R_{20} & 4R_{20} \end{Vmatrix}. \tag{15}$$

It is to note that the elements of matrix (15) satisfy the condition of unidirectionality (2).

The admittance matrix of the Hall generator, taken as a twoport quadripole, is :

$$(16) \qquad \| Y(+B) \| = \begin{Vmatrix} \dfrac{1}{R_{10}} & \dfrac{-2R_a}{R_{10}R_{20}} \\ 0 & \dfrac{1}{R_{20}} \end{Vmatrix} .$$

In this situation behaviour of the Hall plate is symbolically represented as follows:

$$2^* \rightarrow 1, \quad 2^* \leftarrow\!|\!- \; 1 \quad \text{and} \quad 1^* -\!|\!\rightarrow 2.$$

The attenuation constants in the forward direction ($g_{2c}(+B)$) and the reverse direction ($g_{1c}(+B)$) are:

$$g_{2c}(+B) = \ln \frac{\sqrt{R_{10}R_{20}}}{R_a}, \qquad g_{1c}(+B) = \infty .$$

b) Assuming that the Hall electrodes are arranged so that equality $R_a(-B) = -R_b(-B)$ is fulfilled, i.e. the Hall voltage compensates the zero voltage of the plate, from expression (14) it results $r = \infty$.

In this case the elements of the admittance matrix of the Hall plate, represented in the diagram from Fig. 4, fulfill the condition of unidirectionality (1), while behaviour of the plate can be symbolically represented as follows:

$$1^* \rightarrow 2, \quad 1^* \leftarrow\!|\!- \; 2 \quad \text{and} \quad 2^* -\!|\!\rightarrow 1.$$

The attenuation constants in the forward direction ($g_{1c}(-B)$) and the reverse direction ($g_{2c}(-B)$) are the expressions:

$$g_{1c}(-B) = \ln \frac{\sqrt{R_{10}R_{20}}}{R_a}, \qquad g_{2c}(-B) = \infty .$$

5. Experimental Results

The experimental results reported are intended to check upon the validity of Eqs. (12) and (14). Thus, in Fig. 5, curve *1* represents variation of the magnitude of resistances r vs. magnetic induction (rel. (12)); the resistances r make up the unidirectional circuit diagram represented in Fig. 2 by the use of a Hall plate made of InSb, of any shape, with zero voltage, for which the dependence of the quadripole parameters on magnetic induction has been ascertained. Curve *2* stands for variation of the magnitude of resistances r vs. magnetic induction (Eq. (14)); the resistances r make up the unidirectional diagram from Fig. 3, by using the same Hall plate. In this diagram the points labeled by (×) correspond to the magnitudes of the experimentally assessed resistances, in agreement with those obtained analytically, based on the expressions above established. Variation

of the attenuation constants in the forward direction vs. magnetic induction, for unidirectional circuits made up as shown in Figs. 2 and 3, is illustrated in Fig. 6 by curves *1* and/or *2*.

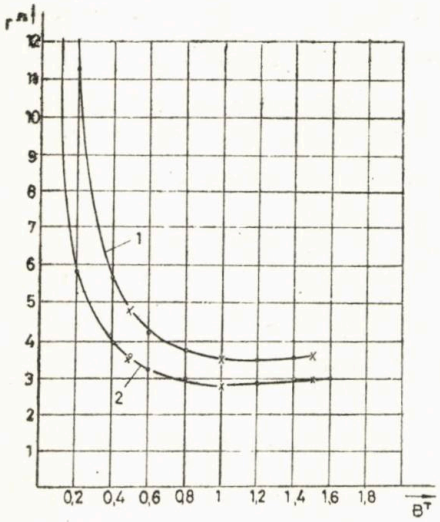
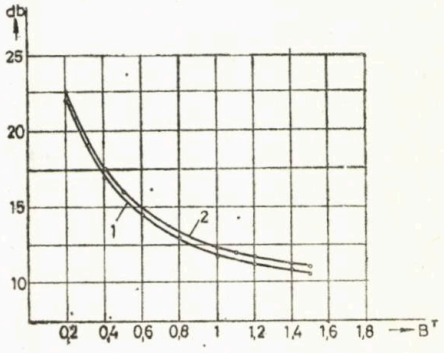


Fig. 5



Fi8. 6

6. Conclusions

In the paper analysis and dimensioning of unidirectional circuits with H a l l generator are investigated. The general case of circuits with additional, non-equal resistances, the case with equal additional resistances as well as the unidirectional circuit with shifted electrodes were considered. Since the most general conditions of investigation were assumed, the theory of the general quadripole holds.

The results obtained in this paper allow for establishment of the additional resistances for all cases investigated. These results, corresponding to general cases, are not found in the literature and were also subject to experimental verification.

Received, April 30, 1979

Polytechnic Institute „Tr. Vuia",
Timișoara,
Department of Electrical Engineering

REFERENCES

1. A r t l G., *Hall-Effekt-Vierpole mit hohem Wirkungsgrad.* Solid-State Electronics, **1**, 75 (1960).
2. A r t l G., *Efficiency and Linearity of Multicontact Hall Plates.* Internat. Solid-State Circuits Conference, Philadelphia, 1971.
3. D o b r e S., *Contribuții la studiul generatorului Hall ca element de circuit.* Ph. D. Diss., Polyt. Inst., Timișoara, 1977.

4. Dobre S., *Ecuaţiile generatorului Hall şi schemele echivalente în cadrul teoriei cuadripolului general.* Bul. Inst. polit., Timişoara, **14 (28)**, s. Electrot. (1979) (in print).
5. Grubbs W. J., *Hall Effect Devices.* Bell Syst. Techn. J., **XXXVII**, 3, 853 (1959).
6. Grützmann S., *Hall-Effect Gyrators, Isolators and Circulators with High Efficiency.* Proc. of the EEE, **51**, 1584 (1963).
7. Grützmann S., *Untersuchungen an Hall-Effekt-Gyratoren, Isolatoren und Zirkulatoren.* Diss., TH Stuttgart, 1965.
8. Kuhrt F., Lippmann H. J., *Hallgeneratoren. Eigenschaften und Anwendungen.* Springer-Verlag, Berlin, 1968.
9. Mason W. P., Hewitt W. H., Wick R. F., *Hall Effect Modulators and Gyrators Employing Magnetic Field with Independent Orientation in Germanium.* J. Appl. Phys., 24, 2, 166 (1953).
10. Şora C., *Despre scheme cuadripolare unidirecţionale folosind generatorul Hall.* Bul. Inst. polit., Timişoara, **7 (21)**, 1, 170 (1962).
11. Şora C., *Le quadripôle électrique.* Masson, Paris, 1969.
12. Şora C., *Introducere în studiul generatorului Hall.* Ed. Acad. R.S.R., Buc., 1969.
13. Şora C., *Über die Antireziprozitätsbedingung bei Hallplattchen beliebiger Geometrie.* Rev. Roum. Sci. Techn., Électrot. et Énerg., **16**, 4, 679 (1971).
14. Şora C., Dobre S., *On Transfer Resistances of a Hall Plate.* Bul. Inst. polit., Timişoara, **19 (33)**, 139 (1974).
15. Şora C., Dobre S., *Application of the General Quadripole Theory for the Investigation of Circuits Including a Hall Generator.* Rev. Roum. Sci. Techn., Électrot. et Énerg., 24 (1979) (in print).
16. Weiss H., *Physik und Anwendung galvanomagnetischer Bauelemente.* Braunschweig Vieweg, 1969.

ANALIZA CIRCUITELOR UNIDIRECŢIONALE CU GENERATOR HALL, PE BAZA TEORIEI CUADRIPOLULUI GENERAL

(Rezumat)

Se studiază şi se dimensionează circuitele unidirecţionale avînd ca element component generatorul Hall. Întrucît au fost considerate cele mai generale condiţii de studiu, s-a aplicat teoria cuadripolului general. S-a considerat cazul general al schemelor cu rezistenţe suplimentare neegale, apoi cazul cu rezistenţe suplimentare egale şi circuitul unidirecţional cu electrozi deplasaţi. Rezultatele obţinute, corespunzătoare unor cazuri generale şi verificate pe cale experimentală, nu sînt cunoscute în literatură.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXVI (XXX), fasc. 1—2, 1980
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.C. 621.392.5

NONLINEAR SYNTHESIS USING SATURATION OF THE OPERATIONAL AMPLIFIER

BY

LIVIU GORAŞ and CORNELIA MĂRCUŢĂ

1. Introduction

One of the greatest advantages of the operational amplifiers (OA) — the most common device used in linear and nonlinear synthesis — is the fact that it behaves, at least for relative *low frequencies and low levels* very close to the ideal nulator—norator (nullor) equivalent [1] ... [4]. At *high frequencies and low levels* the behaviour of the OA can be modeled in a first approximation taking into consideration a dominant pole. It has been pointed out [5]...[8] that the output for *high frequencies and high levels* is distorted because of the slew-rate limiting due to the combined effects of the nonlinearity and of the roll-off. At last, at *low frequencies and high levels*, in certain limits, the nonlinear domains follow the linear one without affecting it that is, when saturation occurs, the output of the OA behaves as an independent voltage source.

The basic idea of this paper is that of using this OA saturation to synthesize certain types of nonlinear characteristics.

2. UNIC-INIC Configurations

The OA will be considered ideal in the sense that it is equivalent either with the nullor (Fig. 1 *a*) when working in the linear domain or with the circuit of Fig. 1 *b* for the saturation domain. Of course, it would be possible to take into consideration the nonideal behaviour of the OA both in the linear and nonlinear domains but here the OA will be regarded only as a four terminal resistive device.

Fig. 1

Let us consider the circuit of Fig. 2 *a*. The impedance „seen" at port (*1*) of the circuit when port (*4*) is terminated on an impedance Z_4 is [1] :

$$Z_1 = -\frac{Z_2 Z_4}{Z_3} \tag{1}$$

and, for resistive impedances :

$$R_1 = -\frac{R_2 R_4}{R_3}. \tag{2}$$

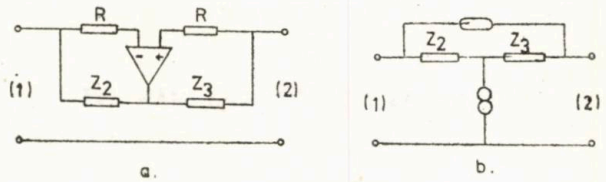


Fig. 2

If the ports are interchanged, port (*1*) being terminated on an impedance (resistance) $Z_1(R_1)$, the value of the impedance (resistance) $Z_4(R_4)$ „seen" at port (*4*) is :

$$Z_4 = -\frac{Z_1 Z_3}{Z_2}, \quad \left(R_4 = -\frac{R_1 R_3}{R_2}\right). \tag{3}$$

For the linear domain the nulator—norator equivalent circuit is represented in Fig. 2 *b*. As it is obvious the resistances R do not appear in the expression of the driving point impedances, their role being that of avoiding a nonlinear behaviour of the input impedance of the OA.

From the stability point of view it is easy to prove [1], [9], [10] that port (*1*) is open circuit stable (OSC) which means that it accepts to be fed from sources with high output impedances or can be terminated on high impedances while port (*4*) is short circuit stable (SCS) which means that it can be fed by sources with low output impedances or can be terminated on low impedances. It follows that at port (*1*) low negative resistances (absolute value) can be obtained while at port (*4*) high negative resistance (absolute value) can be obtained.

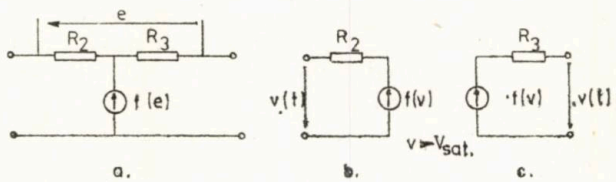
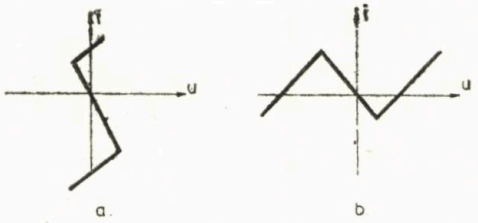


Fig. 3

For low frequencies, if the amplitude is increased so that the OA becames saturated, the models for the nonlinear domains of the circuit of Fig. 2 *a* are presented in Fig. 3 *a*. The model corresponding to the case

when port (*1*) is the input and port (*2*) is terminated on a certain impedance, for the saturation domains is shown in Fig. 3 *b*, while the model for the case corresponding to port (*4*) as the input and port (*1*) the output is shown in Fig. 3 *c*.



a b

Fig. 4

It is evident that, at least in this first approximation, the slope of the segments of the nonlinear characteristics obtained through saturation of the OA depends on the value of only one resistor while the intersection with the coordinate axis depend on the values of the biasing sources. It follows that it is possible at least, in certain limits, to synthesize nonlinear resistors having characteristics of the form shown in Figs. 4 *a* and 4 *b* using only one OA and linear resistors. As it is known any nonlinear reactive element or generalized nonlinear element [11]...[13] can be synthesized using an appropriate mutator. It is then possible to obtain any element of that kind having characteristics of the form shown in Fig. 4 *a* or 4 *b*, h)e coordinate axis being (φ, i), (q, u), (φ, q — memristor) or, more general $(s^k u, s^{k'} i)$, where

$$s^m = \mathrm{d}^m(\cdot)/\mathrm{d}t^m \quad \text{for} \quad m > 0 \quad \text{and}$$

$$s^m = \int_0^t \mathrm{d}t \int_0^{t_1} \mathrm{d}t_1 \ldots \int_0^{t_{n-1}} (\cdot)\, \mathrm{d}t_{n-1} \quad \text{for} \quad 0 > m = -n.$$

3. Nonlinear Parametric Resistors

It can be easily shown that, when one or more of the resistors $R_2 \ldots R_4$ used in the circuit represented in Fig. 2 *a* are nonlinear the input behaves, in the OA linear domain, as a nonlinear resistor whose characteristic can be obtained through the functional composition of the characteristics of the nonlinear resistors utilised. Therefore for the circuit of Fig. 2 having port (*1*) as the input and all of the three resistors R_2, R_3, R_4 being nonlinear (characterized by relations of the form $u_4 = u_4(i_4)$, $i_3 = i_3(u_3)$ and $u_2 = u_2(i_2)$), the nonlinear characteristic of the input is :

$$u_1 = (u_4 \circ i_3 \circ u_2)\,(i_1)\,, \tag{4}$$

with i_1 orientated outside port (*1*).

For the domain of amplitudes between the value when saturation occurs and the peak value, the model that must be used to determine the end parts of the characteristic is that of Fig. 3 *b* or 3 *c* with the nonlinear resistor R_2 or R_3. When the values of the voltages of the biasing source

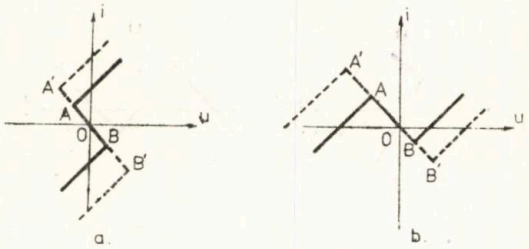


Fig. 5

are varied the segments corresponding to saturation of the OA can be shifted in certain limits paralel to the initial position. It is so possible to obtain a voltage controlled nonlinear resistor with a family of characteristics shown in Figs. 5 *a* and 5 *b* (for the linear case). The upper and the lower ends of the characteristic can be independently controlled. The controlling sources are voltage controlled voltage sources able to deliver the power requested for biasing the OA. If an artificial ground is used (a resistive divisor) the two saturation branches can be controlled in the same time, the following relation being satisfied:

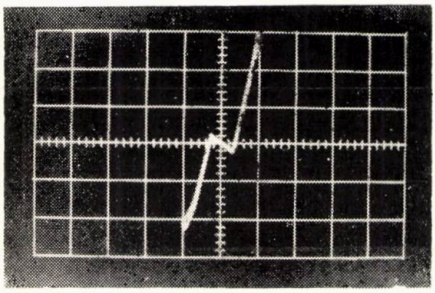
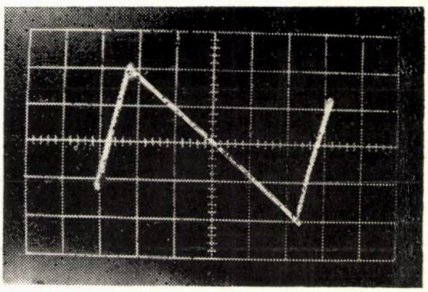
$$\frac{OA}{OB} = \frac{OA'}{OB'} = \text{Const.} \tag{5}$$

4. Frequency Tripling

It is easy to observe that the characteristics obtainable with the configurations of Fig. 2 using OA saturation can be made very much alike with that of a T_3 Tchebyshev polynomial [14] (Fig. 6).

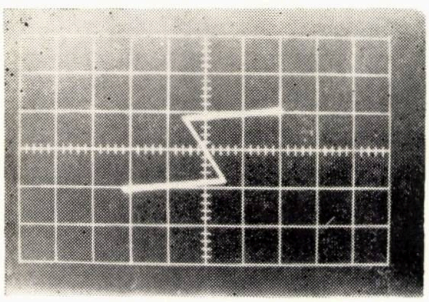
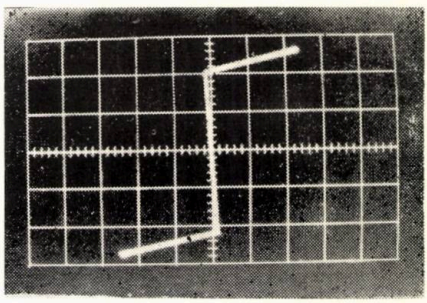
Adjusting the resistor values and the biasing voltages it is possible to obtain a nonlinear resistor having a characteristic close to the ideal Tchebyshev T_3 polynomial. It is interesting to observe that the aspect of the characteristic obtained does not change if the biasing voltage varies symmetric against ground. As it has been mentioned above, the slopes of the piecewise linear segments remain the same, the things that are object to change being the intersections with the coordinate axis and, of course, for constant amplitude excitation, the signal excursion on the characteristic. In order to assure the same ratio between the amplitude of the signal and the linear parts of the characteristics it is possible to carry a reaction after the amplitude of the input signal in the sense of controlling the biasing voltage.

Using the circuit of Fig. 7 it was possible to obtain a nonlinear-inertial resistor [11] whose characteristic changes with the amplitude of the input

a  b 

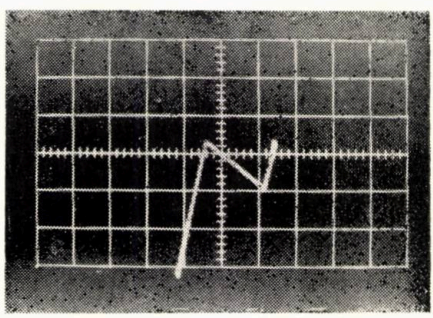
a— Y : 2 mA/div. ; X : 2 V/div. *b*— Y : 2 mA/div. ; X : 2 V/div.

Fig. 8

a  b 

a— Y : 2 mA/div. ; X : 1 V/div. *b*— Y : 2 mA/div. ; X : 2 V/div.

Fig. 9



Y : 2 mA/div. ; X : 2 V/div.

Fig. 10

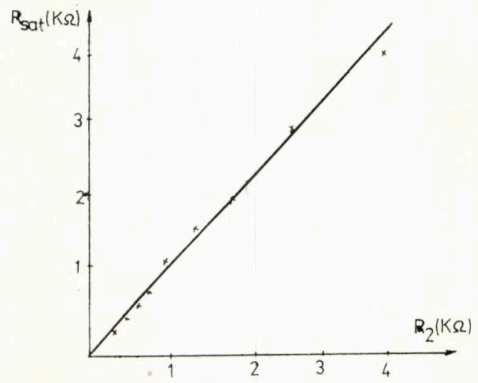
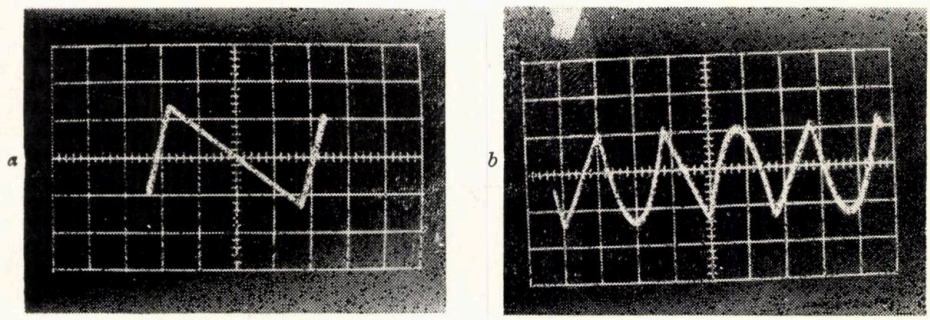


Fig. 11



a—Y : 1 mA/div. ; X : 2 V/div.

b—Y : 1 mA/div. ; X : 1 msec/div.

Fig. 12

signal. It is well-known that frequency multiplication using characteristics of the Tchebyshev type require a constant amplitude harmonic input. Such a signal could be obtained by means of an analogic multiplier and an appropriate amplitude reaction. A much simpler approach is based on the configuration of Fig. 7 by means of which it is possible to

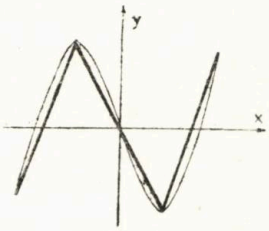


Fig. 6

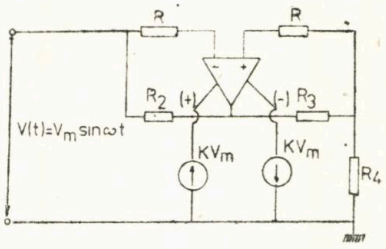


Fig. 7

obtain frequency tripling using Tchebyshev characteristics independently of the amplitude and frequency of the input signal. Actually, as the amplitude of the input signal increases, at the same rate the characteristics is scaled so that the output signal keeps its shape unchanged. Of course the performances of the circuit discussed above are limited both in amplitude and in frequency. Anyway there were obtained results in good agreement with theory for amplitude variations from 1 to 4.

5. Experimental Data

Some experiments have been carried out to prove the theoretical aspects discussed above. The scope pictures obtained using the circuit of Fig. 2 *a* terminated on a linear resistor R_4 for different levels of the biasing voltage (symmetrical) are represented in Fig. 8. With the same circuit supplied at port (*4*) and terminated at port (*1*) with a linear resistor the scope pictures of Fig. 9 have been obtained. A characteristic coresponding to an unsymmetrical biasing supply is shown in Fig. 10. The experimental data of Fig. 11 show that the models of Figs. 3 *b* and 3 *c* correspond with a good accuracy to the physical realization. Indeed the dynamic resistance of the segments obtained by saturation is equal to the resistance R_2 or R_3 depending on the port considered as the input.

As it has been pointed out above it is possible to synthesize characteristics very close to the T_3 Tchebyshev polynomial. The scope pictures of Fig. 12 prove this statement showing both the characteristic and the response signal containing the third harmonic. Some experiments have been carried with the circuit of Fig. 7 too. It has been obtained a nonlinear inertial resistor having the shape close to the shape of a T_3 Tchebyshev polynomial for a 1 to 4 range of amplitudes.

Received, June 27, 1979

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electronics and Computers
and
Department of Electrotechnics, Electrical Measurements and Machines

REFERENCES

1. Mitra S. K., *Analysis and Synthesis of Linear Active Networks.* John Wiley a. Sons, Inc., New York, 1969.
2. Antoniou A., *Realization of Gyrators Using Operational Amplifiers and Their Use in RC-active Network Synthesis.* Proc. IEE, **116**, *11* (1969).
3. Kielbasa R., Dattel F., *Contribution de la théorie des circuits pathologiques à l'électronique linéaire, C-concrétisation et ouvertures.* L'onde électrique, **57**, *4* (1977).
4. Osterling J., Sijtstra S., *Operational Amplifier.* I. *Concepts and Terminology.* Electronic Applications, **26** (1966–1967).
5. Soundararajan K., *Nonideal Performance of Single Amplifier Simulated Frequency Dependent Negative Resistances.* IEEE Trans., Circuits and Syst., CAS-**23** (1976).
6. Soundararajan K., Ramakrishna K., *Characteristics of Nonideal Operational Amplifiers.* IEEE Trans., Circuits and Syst., CAS-21 (1974).
7. Soundararajan K., Ramakrishna K., *Nonideal Negative Resistors and Capacitors Using an Operational Amplifier,* IEEE Trans., Circuits and Syst., CAS-23 (1976).
8. Soundararajan K., *Nonideal Performance of Single Amplifier Simulated Inductances,* Int. J. Electronics, 42, *6* (1977).
9. Chua L.O., *Introduction to Nonlinear Network Theory.* Mc. Graw Hill, New York, 1969.
10. Merrill J. L., *Theory of the Negative Impedance Converter.* Bell Syst. Techn. J., **30**, *1* (1951).
11. Goraş L., *Contributions to the Study and Applications of Impedance Converters and Inverters* (in Romanian). Ph. D. Thesis, Polyt. Inst., Jassy, 1978.
12. Goraş L., *Mutators and Generalized Mutators.* Bul. Inst. polit. Iaşi, **XXV (XXIX)**, *1–2*, s. III (1979).
13. Goraş L., *On Nonlinear Circuit Synthesis Using Impedance Converters and Inverters,* 23. Int. Wiss. Koll., TH Ilmenau, *3* (1978).
14. Angot A., *Compléments de mathématiques.* Édition de la Revue d'Optique, Paris, 1961

SINTEZA NELINIARĂ UTILIZÎND SATURAŢIA AMPLIFICATORULUI OPERAŢIONAL

(Rezumat)

Se prezintă o metodă de sinteză a unei clase de rezistoare neliniare avînd caracteristici în *S* sau în *N* plecînd de la o schemă clasică de convertor de negativare a impedanţei şi folosind domeniul de saturaţie al amplificatorului operaţional. Se pune în evidenţă posibilitatea obţinerii unor rezistoare neliniar-parametrice utilizabile şi în scopul triplării frecvenţei.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXVI (XXX), fasc. 1—2, 1980
Secția III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.C. 538.551

ON THE NUMERICAL SOLUTION OF HOMOGENEOUS STATE EQUATION OF A LINEAR ELECTRICAL CIRCUIT WITH TIME-VARYING PARAMETERS

BY

ADRIAN IOINOVICI

1. Introduction

The linear electrical circuits, with time-varying parameters, can be described [1] by a vector homogeneous differential equation of the form:

$$\dot{X}(t) = A(t)\,X(t), \quad \text{with} \quad X(t=0) = X_0, \tag{1}$$

where: $X(t)$ is the state variables n-dimensional vector, $A(t)$ — an $n \times n$ matrix with time-dependent elements and X_0 — the given n-dimensional vector of initial states.

A numerical, iterative solution of this equation is given in [2]:

$$X((n+1)\,\Delta t) = \Phi((n+1)\,\Delta t,\ n\Delta t)\,X(n\Delta t),\ (n = 0,\ 1,\ 2,\ldots). \tag{2}$$

For circuits held fixed over the time-interval Δt, the state transition matrix Φ can be evaluated as matrix exponentials:

$$\Phi((i+1)\,\Delta t,\ n\Delta t) = e^{A_n \Delta t}, \tag{3}$$

where

$$A_n = A(t)_{t=n\Delta t}. \tag{4}$$

2. A New Algorithm for the Integration of the Equation (1)

Except the error made in (4), namely, the elements of the matrix $A(t)$ are held fixed over each interval $[n\Delta t, (n+1)\,\Delta t]$, the accuracy of the general method, given by formulas (2)...(4), depends on the number of terms taken in the numerical evaluation of the series expansion for the matrix exponentials (3), on the rounding error, etc., the cumulated errors being handed step by step [3].

Moreover, if we are interested only in one value of X at a time $T = k\Delta t$, we must compute all the values $X_1, X_2,\ldots,X_{k-1}$.

In our particular case, these disadvantages will be removed.

With the notation:

$$X(n\Delta t) = X_n,$$

the formulas (2) and (3) involve:

(5) $X_1 = e^{A_0 \Delta t} X_0$, (6) $X_2 = e^{A_1 \Delta t} X_1 = e^{A_1 \Delta t} e^{A_0 \Delta t} X_0$.

In what follows we suppose that the product of every two matrixes combination from the A_0, A_1, ..., A_n matrixes, obtained with (4), is commutative.

As the series expansions for the matrix exponentials $e^{A_1 \Delta t}$ and $e^{A_0 \Delta t}$ converge absolutely for all finite t and uniformly in any finite interval [4], their multiplication is possible. As, in our case, the product of A_0 and A_1 is commutative, by multiplying the two power series, we obtain finally:

(7) $$e^{A_1 \Delta t} e^{A_0 \Delta t} = e^{(A_1 + A_0) \Delta t}$$

and (6) becomes:

(8) $$X_2 = e^{(A_1 + A_0) \Delta t}.$$

Similarly:

(9) $$X_3 = e^{A_2 \Delta t} X_2 = e^{A_2 \Delta t} e^{(A_1 + A_0) \Delta t} X_0 = e^{(A_2 + A_1 + A_0) \Delta t} X_0,$$

. . . . . .

(10) $$X_{n+1} = e^{A_n \Delta t} X_n = e^{(A_n + A_{n-1} + \ldots + A_1 + A_0) \Delta t} X_0.$$

3. Advantages of the Proposed Algorithm

With the formula (10) we can find X in any time point t_k of interest, with help of a single determination, saving much computation time. Moreover, the k cumulated errors, made by estimating the expressions $e^{A_0 \Delta t}$, $e^{A_1 \Delta t}$, ..., $e^{A_{k-1} \Delta t}$, are replaced by a single error at the evaluation of the matrix exponential of (10).

On the other hand, the accuracy, both of the general method and of the proposed algorithm, can be increased by decreasing the integration interval Δt. But, in the general case, the decrease of Δt leads to the increase of the number of iterations, according to (2), and hence, to the increase of the computation time and of the total error. In our particular algorithm, according to (10), the number of matrix exponential calculations is independent of the Δt value, being equal to the number of points where is computed the state vector X.

Observation 1. The condition imposed that the product of every two matrix combination from the matrixes A_0, A_1, ..., A_n should be commutative is sufficient. It is only necessarily, according to formulas (7) ... (10), that each product of matrixes A_1 and A_0, A_2 and $(A_1 + A_0)$, ..., A_n and $(A_{n-1} + A_{n-2} + \ldots + A_1 + A_0)$ should be commutative.

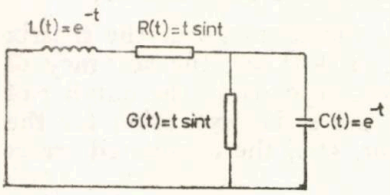


Fig. 1

Observation 2. The electrical circuits which fulfil these conditions (even for any value of Δt) are very often met in electrotechnics; for instance, the state equations of the circuit represented in Fig. 1 are (the flux linkage ψ_L and the charge q_C considered as state variables):

$$(11) \qquad \frac{d\psi_L}{dt} = -te^t \sin t.\psi_L - e^t q_C, \qquad \frac{dq_C}{dt} = e^t\psi_L - te^t \sin t.\, q_C,$$

with the matrix

$$A(t) = \begin{bmatrix} -te^t \sin t & -e^t \\ e^t & -te^t \sin t \end{bmatrix}.$$

For any t_1, t_2:

$$(12) \qquad A(t_1)\, A(t_2) = A(t_2)\, A(t_1).$$

Acknowledgement. The author thanks Dr. A. Corduneanu for his advice in the matrix theory.

Received, September 7, 1979

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electrotechnics,
Electrical Measurements and Machines

REFERENCES

1. Balabanian N., Bickart T. A., *Teoria modernă a circuitelor* (transl. from English). Ed. Tehn., Buc., 1974.
2. Marshall H. B., Capehart B. L., *Numerical Solution of State Equations.* Proc. of the IEEE, 1239–1240 (1969).
3. Ionescu V., Lupaș L., *Tehnici de calcul în teoria sistemelor.* Ed. Tehn., Buc. , 1974.
4. Zadeh L. A., Desoer C. A., *Linear System Theory. The State Space Approach.* McGraw Hill Book Company, New York, 1963.

ASUPRA SOLUȚIEI NUMERICE A ECUAȚIEI DE STARE OMOGENE A UNUI CIRCUIT ELECTRIC LINIAR CU PARAMETRI VARIABILI ÎN TIMP

(Rezumat)

Este propus un algoritm eficient, ca timp de lucru și ca valoare a erorii, pentru integrarea ecuației de stare (1), în cazul cînd matricele A_1 și A_0, A_2 și $(A_1 + A_0)$, ... , A_n și $(A_{n-1} + A_{n-2} + \ldots + A_1 + A_0)$, calculate cu relația (4), sînt comutative în raport cu operația de înmulțire.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXVI (XXX), fasc. 1—2, 1980
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.Z. 621.317.725.082.72

POSIBILITĂŢI DE REALIZARE A UNOR VOLTMETRE ELECTROSTATICE CU MAI MULTE SENSIBILITĂŢI *)

DE

M. ANTONIU

1. Introducere

Modificarea sensibilităţii la voltmetrele electrostatice, fără utilizarea divizorului de tensiune [1], [2], prezintă avantajul că păstrează cele două calităţi de bază ale aparatului: rezistenţa de intrare foarte mare şi identitatea indicaţiilor c.a.—c.c.

La voltmetrele electrostatice construite pînă în prezent (de exemplu aparatul sovietic C 96 [3], [4]) schimbarea sensibilităţii se realizează prin modificarea distanţei dintre electrozii activi (d), prin deplasarea axială a electrodului de tensiune urmată de selectarea scării pe care trebuie citită tensiunea de măsurat (U) — ambele operaţii efectuate manual — ceea ce conduce la o productivitate scăzută, la un risc sporit de electrocutare (operatorul trebuie să pună mîna pe electrodul de tensiune), la imposibilitatea lucrului continuu pe întreg domeniul (schimbarea sensibilităţii implică: deconectarea tensiunii, manevrarea electrodului, reconectarea) şi la apariţia unor erori importante (operatorul poate uita să schimbe şi scara).

Pentru eliminarea acestor inconveniente, în lucrarea de faţă se examinează o soluţie bazată pe electrozi de tensiune rotitori, care permite contopirea celor două operaţii (modificarea lui d şi selectarea scării pe care trebuie citit U) în una singură (rotirea unui buton) care se poate efectua, cu precauţiile de rigoare, chiar şi cînd voltmetrul este sub tensiune. Aceste cercetări vizează construirea în ţară a unor voltmetre cu trei sensibilităţi (7,5; 15; 30 kV), aparate care în prezent se importă.

2. Studiu teoretic

Se ştie că ecuaţia de funcţionare a voltmetrelor electrostatice este de forma:

$$\alpha = \frac{U^2}{2D} \cdot \frac{dC}{d\alpha} \tag{1}$$

în care α este deviaţia, C — capacitatea dintre electrozii activi iar D — cuplul specific al resortului antagonist. Notînd cu α_n deviaţia totală (fig. 1),

*) Prezentată la sesiunea ştiinţifică jubiliară a Facultăţii de electrotehnică, Institutul politehnic, Cluj-Napoca, 9—12 mai 1979.

cu U_n — tensiunea nominală și cu $A_n = (dC/d\alpha)_{\alpha=\alpha_n}$, această relație devine:

$$U_n = \sqrt{\frac{2\alpha_n D}{A_n}}, \tag{2}$$

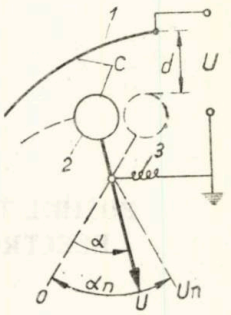


Fig. 1

ceea ce pune în evidență că modificarea lui U_n (deci a sensibilității) se reduce la variația lui A_n, operație care se poate efectua prin modificarea fie a distanței (d) dintre electrozii activi, fie a suprafeței active a acestora.

Prima soluție prezintă avantajul că permite menținerea aproximativ a aceleiași valori a intensității cîmpului electric dintre electrozii activi, aspect important mai ales la voltmetrele cu organ mobil pe lagăre unde, pentru obținerea unui cuplu activ acceptabil, este necesar să se lucreze la intensități mari (30...60% din intensitatea de străpungere [5]). Această soluție va fi examinată în cele ce urmează.

Se poate arăta că la configurația de electrozi adoptată (fig. 1 și 4) termenul A_n este de forma $A_n \approx K/d$, unde K este o constantă. Prin urmare (2) devine:

$$U_n = \sqrt{\frac{2\alpha_n dD}{K}} = \text{const.}\sqrt{d}, \quad (d = d, d', d''), \tag{3}$$

ceea ce dovedește că schimbarea lui U_n se reduce la modificarea distanței d dintre electrozii activi (fig. 1).

3. Voltmetru cu ac indicator

Schema structurii este redată în fig. 2, unde electrozii de tensiune *1*, *1'* și *1''*, situați la distanțele d, d' și respectiv d'' ($d < d' < d''$) față de electrodul mobil *2* și decalați succesiv la 90°, sînt de tip Westinghouse [6] (fig. 1). Piesa care permite modificarea sensibilității (U_n) o constituie axul *4-5*, format dintr-o porțiune metalică (*4*) și alta electroizolantă (*5*), prevăzută cu declic cu poziții succesive la 90° și cu un buton (*6*) ce poate fi rotit din exteriorul cutiei aparatului. Lagărele de sprijin ale axului (*4-5*) sînt formate din tija metalică *7* (găurită în interior), susținută de izolatorul de trecere *8* și din peretele frontal metalic *9* al cutiei. În acest mod cele patru operații necesare (la C 96) schimbării sensibilității se reduc la una singură: rotirea butonului *6*, operație ce se poate efectua — cu precauțiile necesare — și cînd aparatul este sub tensiune, permițînd manipularea continuă pe toate cele trei sensibilități (7,5 ; 15 ; 30 kV). Amortizarea oscilațiilor organului mobil este asigurată de un magnet de frînare (*M*).

În fig. 3 se arată forma scării gradate (lungime 145 mm) a modelului experimental realizat pentru acest tip de voltmetru. Se observă că exceptînd începutul, scările de 7,5 și 15 kV sînt practic liniare, aspect mai puțin evident la scara de 30 kV (datorită dificultăților de modelare a electrodului *1''*).

Dimensiunile carcasei voltmetrului (320 × 300 × 280 mm) au rezultat ceva mai mari (lăţimea şi înălţimea) decît la C 96 (380 × 260 × 220 mm), datorită spaţiului necesar electrozilor rotitori (*1*, *1'*, *1''*). Dificultăţi experimentale au apărut la ecranarea acului indicator (*10*) şi mai ales la finisarea electrozilor rotitori, atît în privinţa realizării unei forme corespunzătoare a scării gradate (fig. 3) cît şi în direcţia eliminării efectului corona la tensiuni de peste 20 kV.

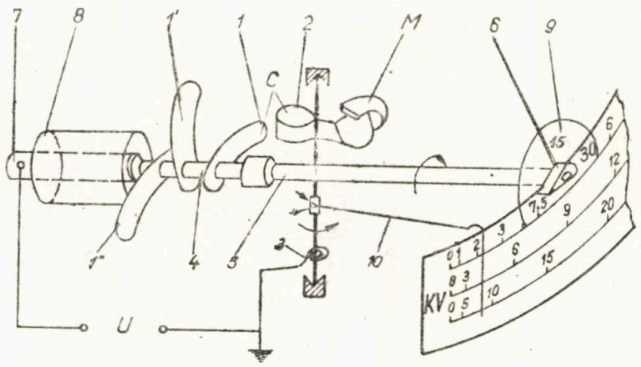


Fig. 2

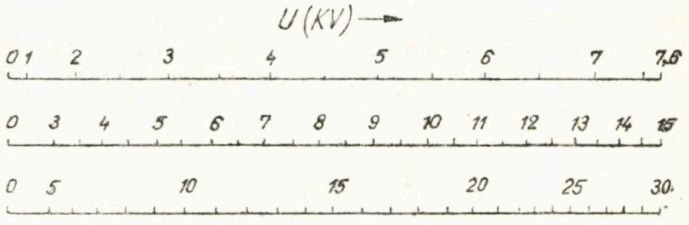


Fig. 3

4. Voltmetru cu indicator optic

Structura şi modul de funcţionare ale acestui voltmetru pot fi urmărite în fig. 4. Se observă că dispozitivul de modificare a sensibilităţii este alcătuit din electrozii de tensiune semisferici *1*, *1'* şi *1''* ce se pot afla la distanţele *d*, *d'* şi respectiv *d''* faţă de electrodul mobil *2* (montat pe benzile de întindere *3* şi amortizat cu magnetul *M*) ca urmare a rotirii unui ax *4-5* (metal — electroizolant) cu ajutorul unui buton (*6*) aflat la exteriorul carcasei (*9*) voltmetrului, întocmai ca la cel cu ac indicator (fig. 2). Indicatorul optic este format din tunul optic *T*, oglinda mobilă O_1 şi o oglindă dreptunghiulară (140 × 60 mm) O_2 care, fiind acţionată de o camă *K* prin intermediul unui levier *L*, schimbă planul de deviaţie a spotului luminos *S* pe una din cele trei scări gradate : 7,5 ; 15 ; 30 kV (trasate pe placa translucidă *10*) în concordanţă cu sensibilitatea voltmetrului. Celelalte notaţii au semnificaţia din fig. 2.

Construcţia acestui tip de voltmetru este ceva mai pretenţioasă mai ales în privinţa echipamentului optic (care cere o structură mecanică stabilă şi o aliniere perfectă a elementelor optice) decît la cel cu ac indicator (fig. 2) însă finisarea electrozilor de tensiune (în vederea prevenirii descărcărilor parţiale) precum şi reglarea acestora în scopul stabilirii exacte a tensiunii U_n sînt mai puţin dificile ; în plus, ecranarea organului mobil este mult mai simplă. Ca dificultăţi experimentale se pot semnala echilibrarea organului mobil şi alinierea echipamentului optic.

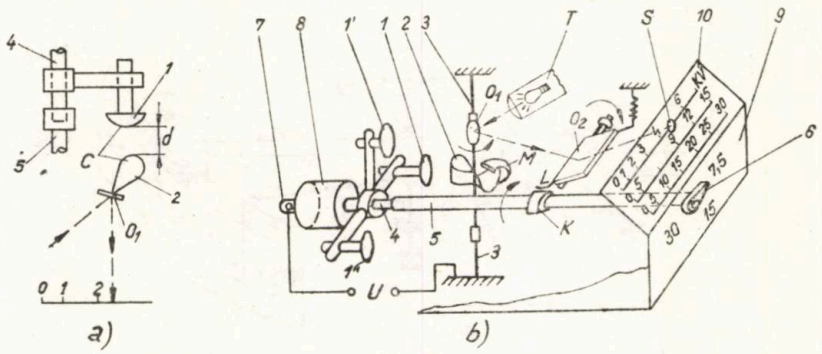


Fig. 4

Modelul experimental construit de autor are următoarele caracteristici : forma scăderii gradate — asemănătoare cu cea din fig. 3, lungimea acesteia — 180 mm ; clasa de precizie — 1,5 ; dimensiunile carcasei — 360 × 260 × × 260 mm ; masă 6,5 kg.

5. Concluzii

1. Utilizînd un sistem de trei electrozi de tensiune rotitori se pot realiza voltmetre cu trei sensibilităţi (7,5 ; 15 ; 30 kV, de exemplu), la care schimbarea sensibilităţii se poate efectua chiar şi sub tensiune, permiţînd astfel manipularea neîntreruptă pe toate cele trei sensibilităţi întocmai ca la multimetrele obişnuite de laborator.

2. Construcţia unor asemenea voltmetre, cu ac indicator sau cu indicator optic, nu necesită materiale sau componente din import şi s-ar putea realiza în ţară.

Primită la 25 iulie 1979

Institutul politehnic, Iaşi,
Catedra de electrotehnică, măsuri şi maşini electrice

BIBLIOGRAFIE

1. Palm A., *Elektrostatische Messgeräte.* Karlsruhe, 1951.
2. * * * *The Singer Company, Metrics division — Catalog Electrical Indicating Instruments.* Bridgeport, Conn., U.S.A., 1970.
3. Pighin S. M., *Aparate electrostatice de laborator.* ATM (Buc.), 2, 89—92 (1964).

4. Cramariuc R. ș.a., *Măsuri electrice industriale*. Vol. 3, Ed. Tehn., Buc., 1971, 227—230.
5. Antoniu M., *Nouvelle méthode pour la linéarisation de l'échelle des voltmètres électrostatiques à aiguille*. Bull. ASE, 4, 247—254 (1971).
6. Drysdale C. V. ș.a., *Electrical Measuring Instruments*. London, 1956, ch. 10.

POSSIBILITÉS DE RÉALISATION DES VOLTMÈTRES À PLUSIEURS SENSIBILITÉS

(Résumé)

On présente une méthode qui permet à changer la sensibilité par la modification de la distance entre les électrodes actifs, méthode qui a été utilisée pour la réalisation de deux types de voltmètres électrostatiques à trois sensibilités (7,5 ; 15 ; 30 kV), chez lesquels on peut changer la sensibilité même lorsque le voltmètre se trouve sous tension.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXVI (XXX), fasc. 1—2, 1980
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.K. 621.317.44

ANALYTISCHE UNTERSUCHUNGEN DER FUNKTIONIERUNG EINES VERSCHIEBUNGSGEBERS MIT MAGNETISCHER SONDE

VON

PARASCHIVA HABA

1. Vorwort

In einer früheren Arbeit [1] haben wir die Möglichkeit der Konstruktion eines Verschiebungsgebers mit magnetischer Sonde untersucht. Früher [2] haben wir diesen Geber gesetzmäßig patentiert. In dieser Arbeit wollen wir die analytische Untersuchung der Funktionierung eines solchen Gebers vorlegen.

2. Berechnung des gemessenen Stromes

Ein Verschiebungsgeber mit magnetischer Sonde besteht, im Prinzip, aus einer magnetischen Sonde mit geschlossenem Kreis und einem bleibenden Magnet, der im Verhältniß zu der Sonde verschiebbar ist (Abb. 1). Diese Sonde, gekoppelt wie es in der Abb. 1 gezeigt ist, funktioniert als ein magnetischer Gegentaktverstärker mit Selbstsättigung, bei dem die Steuerung mit Hilfe des magnetischen Flußes, Φ_c, gegeben durch die Beziehung:

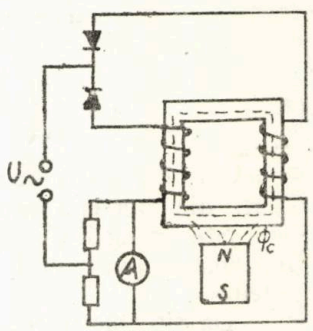


Abb. 1

$$\Phi_c = \frac{1}{2} U_M G_m(x), \tag{1}$$

durchgeführt wird.

Hierbei ist $G_m(x)$ die vom Abstand x zwischen Magnet und Sonde abhängende magnetische Gesamtleitfähigkeit des Luftraumes für den Steuerungsfluß Φ_c und U_M — die zwischen den Polen des permanenten Magnets wirkende magnetische Spannung.

Die magnetische Spannung U_M kann, in erster Näherung, als eine konstante Größe angesehen weden, da sie gemäß [4] durch die folgende, annähernde Beziehung wiedergegeben werden kann:

$$U_M \approx \frac{B_d}{\mu_0 (m-1)} \cdot \frac{L}{f}, \tag{2}$$

wobei B_d die optimale Induktion des permanenten Magnets, m — den Demagnetisierungsfaktor, μ_0 — die Permeabilität des leeren Raums und f — den Senkungsfaktor des magnetischen Potentials darstellen.

Der Demagnetisierungsfaktor m ist eine von der Magnetform abhängige Größe und sie kann mit Hilfe des Diagramms $m = f(\lambda)$ ermittelt verden, wobei

$$\lambda = \frac{L}{\sqrt{S}}$$

ist. Hierbei bedeutet L die Länge des Magnets und S —die Durchschnittsfläche des Magnets.

Der Betrag des Senkungsfaktors des magnetischen Potentials verändert sich, im allgemeinen, zwischen 1,1 und 1,5.

Aus den Obengeschilderten ergibt es sich, daß der Steuerungsfluß Φ_c des magnetischen Verschiebungsgebers in erster Linie nur von der Leitfähigkeit des Luftraumes $G_m(x)$ abhängt und daß diese Beziehung linear ist.

In einer anderen Arbeit [3] haben wir gezeigt, daß der mit Hilfe eines Strommessers mit vernachlässigbarem innerem Wiederstand gemessenen Strom den folgenden Betrag hat:

$$I = \frac{1}{2}(I_1 - I_2), \tag{3}$$

wobei I_1 und I_2 die Stromintensitäten, die durch die beiden Zweige der Sonde fließen, bedeuten. Sie hängen von den Sättigungswinkeln des Kerns, die von dem Steuerungsfluß bewirkt werden, ab.

Vernachlässigt man die Magnetisierungsströme der beiden Zweige der Sonde, so kann man die Stromintensitäten I_1 und I_2 durch die folgenden Beziehungen wiedergeben:

$$I_1 = \frac{U}{R}\left(1 - \frac{B_s - B_c}{2B_m}\right), \qquad I_2 = \frac{U}{R}\left(1 - \frac{B_s + B_c}{2B_m}\right), \tag{4}$$

wobei B_s die Sättigungsinduktion des Sondenkerns, B_m — die maximale, durch die Betriebsspannung hervorgerufene Induktion, B_c — die durch den Steuerungsfluß bewirkte Steuerungsinduktion, U — die mittlere Betriebsspannung und R — den elektrischen Wiederstand eines Zweiges bedeuten.

Da die Querfläche des Kerns konstant ist, kann man die zwei Ströme in Abhängigkeit von den entsprechenden Flüßen folgenderweise ausdrücken:

$$I_1 = \frac{U}{R}\left(1 - \frac{\Phi_s - \Phi_c}{2\Phi_m}\right), \qquad I_2 = \frac{U}{R}\left(1 - \frac{\Phi_s + \Phi_c}{2\Phi_m}\right). \tag{5}$$

Aus diesen Ausdrücken geht es hervor, daß der resultierende Strom folgenderweise geschrieben werden kann:

$$I = \frac{U}{2R\Phi_m}\,\Phi_c\,. \tag{6}$$

Setzt man Gl. (1) in Gl. (6) ein, so erhält man:

$$I = \frac{U}{4R\Phi_m}\,U_M G_m(x) \approx KG_m(x), \tag{7}$$

wobei $K = UU_M/4R\Phi_m$ eine konstante Größe ist.

Aus Gl. (7) ersieht man, daß I nur von $G_m(x)$ abhängt.

3. Berechnung der Leitfähigkeit des Luftraumes

Für die Durchführung dieser Berechnung werden wir die Methode der vereinfachten Flußwege [4], [5] benutzen. Diese Methode gewährt eine, für technischen Zwecke ausreichende Genauigkeit.

Im Falle unseres Systems: Sonde—permanenter Magnet in zylindrischer Form (Abb. 2), sind die folgenden Flüße zu berücksichtigen: a) der wirkende Fluß, der durch Luft und Sonde geht und b) der Streufluß durch Luft.

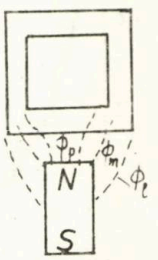


Abb. 2

Da die Länge des von uns benutzten Magnets sehr groß ist, können wir den Streufluß vernachlässigen.

Der wirkende Fluß, der durch die Stirnfläche des Poles geht, kann man in einen Hauptfluß Φ_p, der die verlängerten Seitenflächen des Körpers nicht schneidet und in einen sogenannten Randfluß Φ_m aufteilen.

Berücksichtigt man ausserdem den Fluß Φ_l, der von der Seitenflächen des zylindrischen Poles zur Sonde verläuft, so kann man für den Gesamtfluß Φ schreiben:

$$\Phi = \Phi_p + \Phi_m + \Phi_l. \tag{8}$$

Jedem Teilfluß entspricht eine magnetische Leitfähigkeit, so daß man die folgende Beziehung für die Gesamtleitfähigkeit schreiben kann:

$$G_m = G_{mp} + G_{mm} + G_{ml}. \tag{9}$$

Diese magnetischen Teilleitfähigkeiten können, durch verschiedene Methoden berechnet werden. Wir haben mit Hilfe der Ähnlichkeitmethode [5] die folgenden Ausdrücke für die obengenannten Leitfähigkeiten gefunden:

$$G_{mp} = \mu_0 \frac{\pi d^2}{4x}\,,\quad G_{mm} = 2\mu_0\, d\,\frac{1{,}51d + 0{,}96x}{2{,}4d + 2x}\,,\quad G_{ml} = 2\mu_0\,\frac{Ld}{0{,}44x + 0{,}04L}\,; \tag{10}$$

wobei d — den Durchmesser des Magnets, L — die Länge des Magnets und x — die Länge des Luftraumes bedeuten.

Im Falle des magnetischen Verschiebungsgebers bewegt sich der Magnet im Verhältniß zu der Sonde, so daß man x als eine veränderliche Größe betrachten muß.

Wir haben die Werte von $G_m(x)$ für verschiedene Abstände zwischen Magnet und Sonde berechnet und graphisch in der Abb. 3 dargestellt.

In Abb. 4 haben wir auch die Abhängigkeit $I = f(x)$ zwischen dem gemessenen Strom I und dem Abstand x graphisch dargestellt. Man sieht, daß der Gang der beiden Kurven sehr ähnlich ist. Tatsächlich, stellt man I in Abhängigkeit von $G_m(x)$ dar, so erhält man fast eine Gerade (Abb. 5). Aus dieser Tatsache kann man die Schlußfolgerung ziehen,

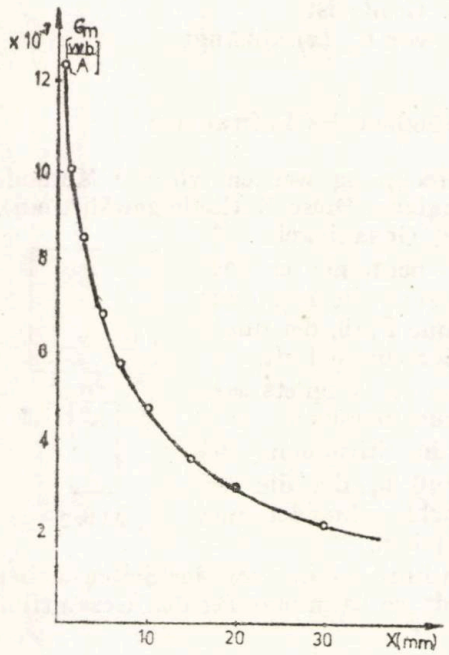


Abb. 3

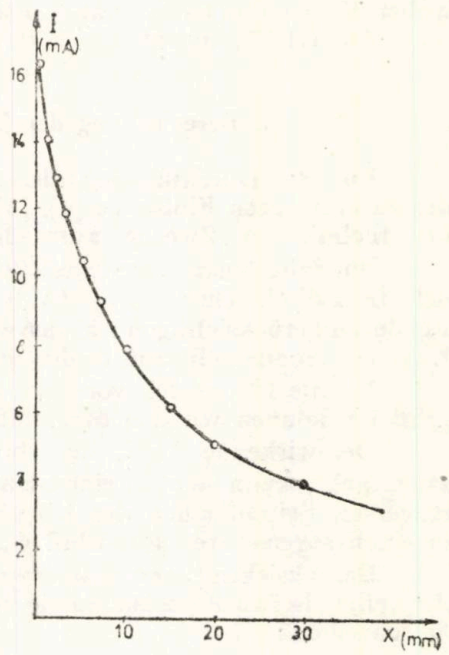


Abb. 4

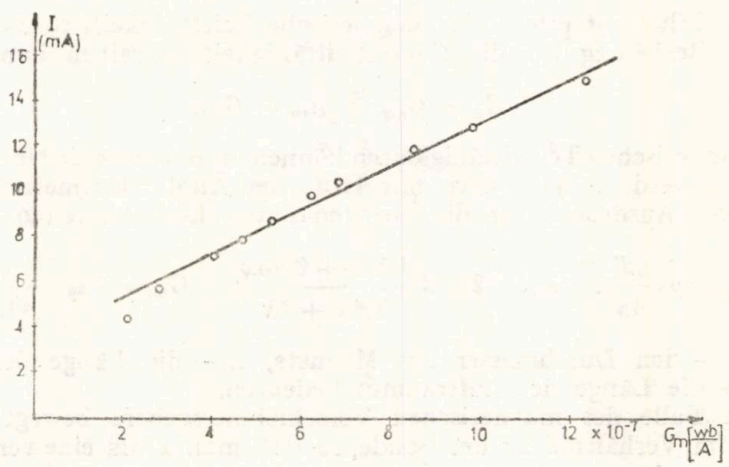


Abb. 5

daß die obengemachte Voraussetzung über den linearen Zusammenhang zwischen Stromintensität und Leitfähigkeit des Luftes annehmbar ist. Weiterhin darf man sagen, daß die Annäherung der Leitfähigkeit des Luftes durch den Ausdruck (9), in diesem Falle, befriedigend ist.

4. Schlußfolgerungen

Zusammenfassend können wir sagen, daß man, wie es aus den vorgelegten theoretischen und experimentällen Angaben hervorgeht, einen Verschiebungsgeber mit magnetischer Sonde, gekennzeichnet durch eine unlineare Charakteristik und eine große Empfindlichkeit für Abstände von 0 bis 10 mm, realisieren kann. Berücksichtigt man weiterhin den linearen Zusammenhang zwischen I und $G_m(x)$, so kann man mit diesem Geber auch einen Meßinstrument mit linearer Charakteristik für die Messung von magnetischen Leitfähigkeiten des Luftes in der Umgebung von Magneten und Elektromagneten realisieren.

Eingegangen am 28. Mai 1979

Technische Hochschule, Jassy
Lehrstuhl für Elektrotechnik, elektrische Messungen und Maschinen

LITERATURVERZEICHNIS

1. Haba P., Alexandru N., Cosma V., *On the Possibility of Using a Ring Core Flux-gate Cirrcuit as a Thickness Transducer*. Bul. Inst. polit., Iași, **XXIV (XXVIII)**, *1—2*, s. III (1978).
2. Haba P., Certificat de inventator nr. 59 §12 din 9.III. 1973.
3. Haba P., Androne C., *Studiul funcționării sondelor magnetice cu miezuri inelare în circuite autosaturate în contratimp*. Bul. Inst. polit., Iași, **XVII (XXI)**, *3—4* (1971).
4. Пятина Ю. М., *Постоянные магниты. Справочник*. Изд. Энергия, М., 1971.
5. Kallenbach E., *Der Gleichstrommagnet*. Akad. Verlagsges. Geest & Portig, K.—G., Leipzig, 1969.
6. Cedighian S., *Materiale magnetice. Îndreptar*, Ed. Tehn., 1974.

STUDIUL ANALITIC AL UNUI TRADUCTOR DE DEPLASARE CU SONDĂ MAGNETICĂ

(Rezumat)

Se stabilește faptul că intensitatea curentului măsurat la ieșirea traductorului depinde direct proporțional de fluxul de comandă creat de un magnet permanent ce se deplasează față de sondă și prin aceasta de permeanța magnetică în aer dintre magnet și sondă.

Folosind metoda similitudinii se obține o expresie aproximativă a permeanței magnetice în aer, în funcție de distanța dintre magnet și sondă; se reprezintă grafic această expresie.

Se ridică experimental dependența curentului de ieșire de distanța dintre magnet și sondă și se constată că între acest curent și permeanța calculată există o dependență aproximativ liniară. De aici s-a tras concluzia că traductorul poate fi utilizat și ca element sensibil într-un aparat cu caracteristică liniară pentru măsurarea permeanței în aer în jurul magneților permanenți și a electromagneților.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXVI (XXX), fasc. 1—2, 1980
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.C. 621.314.632.4

A NEW METHOD OF CONTROL OF THE THREE-PHASE INVERTERS WITH PULSE AMPLITUDE MODULATION AFTER A SINUSOIDAL LAW

BY

LAURENŢIU TURIC, D. ALEXA and C. ORIŢĂ

1. Introduction

It is necessary that in the electric drive systems with synchronous and asynchronous a.c. motors with adjustable speed, the continuous change of the supply voltage and frequency after certain laws should be ensured. The voltage and frequency control ranges are different, depending on the conditions prescribed to the driving system.

In this field besides the increasing automation of the electric driving with the view of getting qualitatively superior equipments, the increase of their efficiency in the future is foreseen, by reducing the power demand.

The diminution of power losses in the motors supplied with controlled amplitude and frequency and maximum decrease of their parasitic torques (torques due to the low frequency harmonics of the supply voltage) simultaneously with the improving dynamic performances of the electric drive systems can be performed by using static frequency converters based on the pulsewidth (PWM) and amplitude (PAM) sinusoidal modulation of the output voltage pulses.

The PWM inverters present the disadvantage that they need more sophisticated control circuits, difficult to perform. At the same time they show the shortcoming of high commutation losses in the whole range of speed variation, since the clock frequency is kept constant at a value comprised between 600 and 1 200 Hz.

According to Fig. 1, the static frequency converter consists of a rectifier with the output voltage E, a smoothing LC filter for this voltage from the intermediate circuit and an inverter characterized by circuits of individual turn-off of the main thyristors which is a version of the Mc Murray inverter [1].

The inverter performs the variation of the amplitude and frequency of the output voltage by changing the output pulses frequency. Between the two frequencies there is a ratio that remains constant for different control range of the output frequency, the sinusoidal amplitude modulation of the pulses and the three-positions behaviour of the inverter being performed by an adequate programming of the firing and turning-off of the main thyristors.

The change of the amplitude of the inverter output voltage is accomplished by the change of the pulse frequency, this method being known from the chopper command as „the voltage control through the pulse frequency".

In order to mentain the pulsation of the stator current of the a.c. motor and the commutation losses of the thyristors in reasonable limits, the ratio of output frequency f_1 to pulse frequency $f_p = 1/T$ should be taken as 1/12, 1/24, 1/48 or even 1/96.

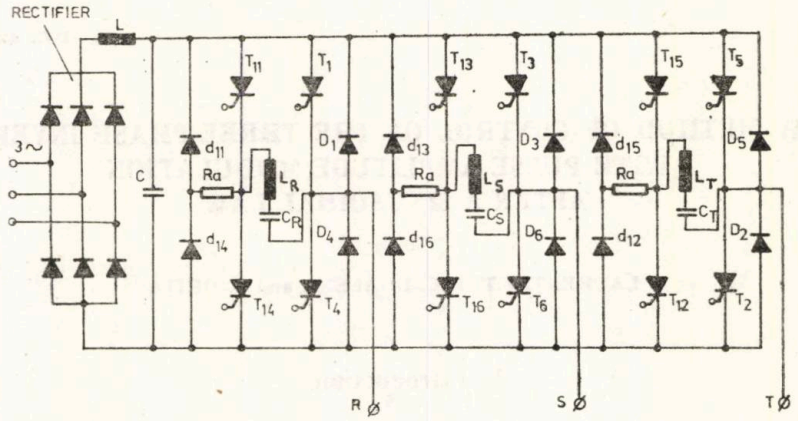


Fig. 1

With the view of obtaining an output voltage with the smallest content of law frequency harmonics, the pulses should be amplitude and width modulated, according to a law approximating a sine curve as well as possible.

According to Figs. 2 *a* ... *c*, in every phase of the motor a voltage will be applied, consisting of twelve pulses per period, with the amplitudes comprised between $+2E/3, +E/3$, zero, $-E/3$ and $-2E/3$, the pulse durations being equal to τ' and respectively τ'', which also represent switching times of the inverter. The programming of the conduction of the main thyristors $T_1 \ldots T_6$ is given in Fig. 2 *d*, and can be performed by means of a ringshift register since this shift is cyclical.

During the intervals $T - \tau'$ and $T - \tau''$ (similar to the break times of the choppers), when no voltage pulse will be applied to the motor phases, the stator currents will close through circuits including, besides the thyristors still fired, the discharge diodes $D_1 \ldots D_6$.

In Fig. 3, the diagram of the current circulation in the inverter are given, for different intervals comprised between t_0 and t_2, according to the operation principle [3].

In order to reduce the 5th and the 7th harmonics of the output voltage as much as possible it is enough to take τ' higher than about 15 percents of τ'', wihout increasing by this the higher harmonics.

As concerning the conduction durations τ' and τ'', they remain constant within every range of variation of the output frequency and are reduced to a half when passing to the operation with a higher number of output voltage pulses (this number could be 6, 12, 24, 48 or even 96) if the speed control is made obeying the rule $U/f = \text{const}$. As the output

frequency decreases, the durations τ' and τ'' slowly increase because of the automatic control system with the view of compensating the voltage drop on the stator resistance. Because of this fact, τ' and τ'' will never fall below 400 μs which ensures good working conditions for the inverter.

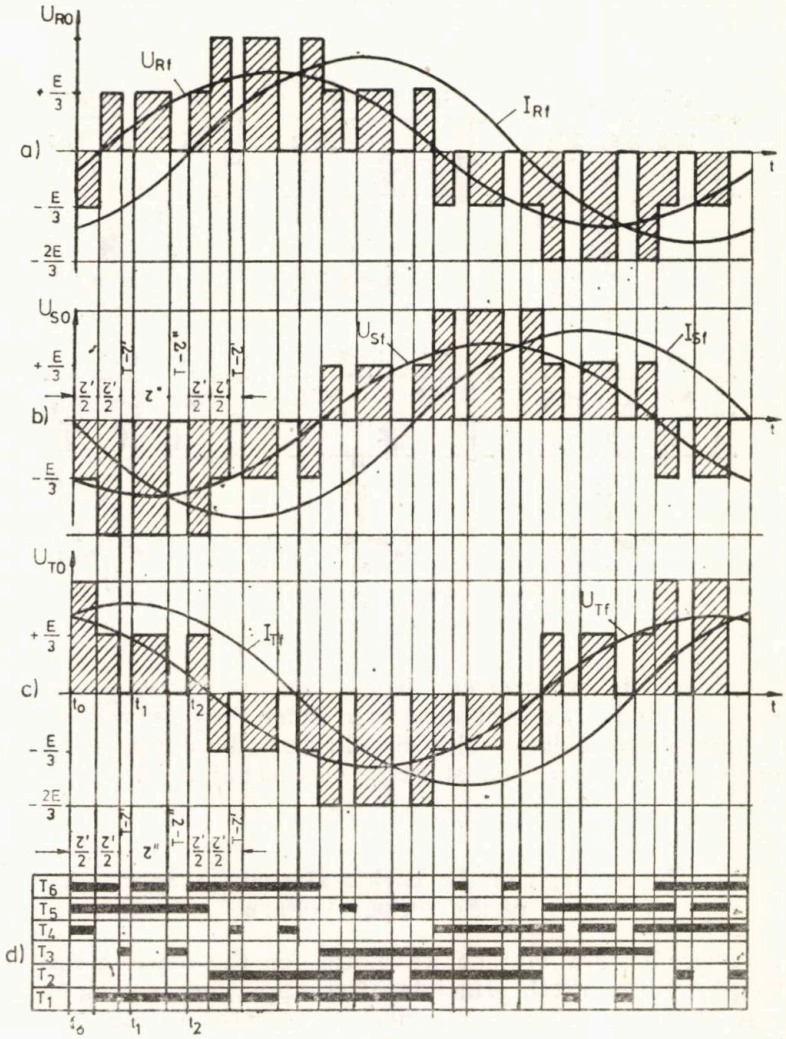


Fig. 2

If it is necessary to change the output voltage irrespective of the output frequency of the inverter in the case of supplying a synchronous motor ($U/f \neq$ const.), then the durations τ' and τ'' are brought at the proper values by means of feedback loops.

For the sinusoidal amplitude modulation of the output voltage pulses, other inverter schemes may be used, according to Fig. 2.

In order that the three-phase asynchronous or the synchronous motor should work also as a generator with the view of braking the driving system, one can provide on the side of the power supply system, besides the notcontrolled rectifier, a controlled one, which should work as an inverter.

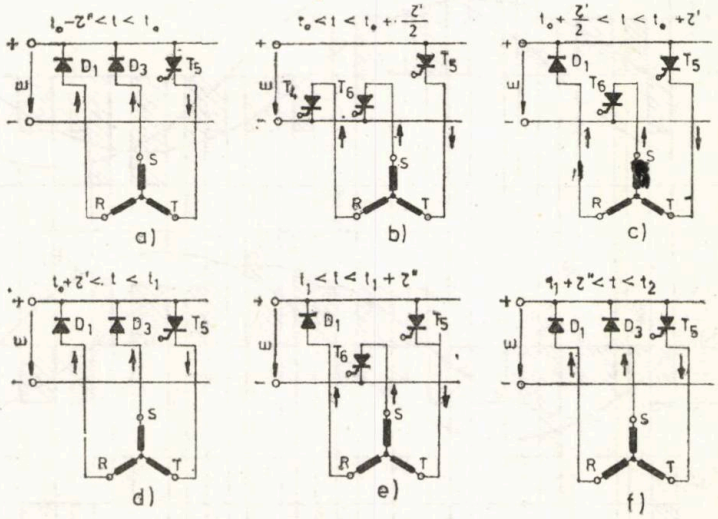


Fig. 3

As concerns the control circuitry, it results relatively simpler when compared with different control schemes in which the pulse width modulation (PWM) is made sinusoidally. This circuitry can be obtained by means of integrated circuits, the actual stage of the technique in this field being considered.

2. The Analysis of the Higher Harmonics Spectrum of the Output Voltage

The phase output voltage waveform for the static frequency converter based on the PAM principle after approximately sinusoidal law, in the case of twelve pulses per period is presented in Figs. 2 and 4 a id given by the function :

$$(1) \qquad U_{RO}(t) = \begin{cases} -E/3 \text{ for } t_0 < t < t_0 + \tau'/2, \\ +E/3 \text{ for } t_0 + \tau'/2 < t < t_0 + \tau', \\ 0 \text{ for } t_0 + \tau' < t \quad t_0 + T, \\ +E/3 \text{ for } t_0 + T < t < t_0 + T + \tau'', \\ 0 \text{ for } t_0 + T + \tau'' < t < t_0 + 2T, \\ \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \end{cases}$$

The modulation signal, denoted by $m(t)$ in Fig. 4, consists in a discrete wave, which approximates very well a sinusoidal wave of the same frequency.

The values :

$$\lambda' = 12\tau' f_1 \quad \text{and} \quad \lambda'' = 12\tau'' f_1 \tag{2}$$

represent the relative connecting durations of the inverter.

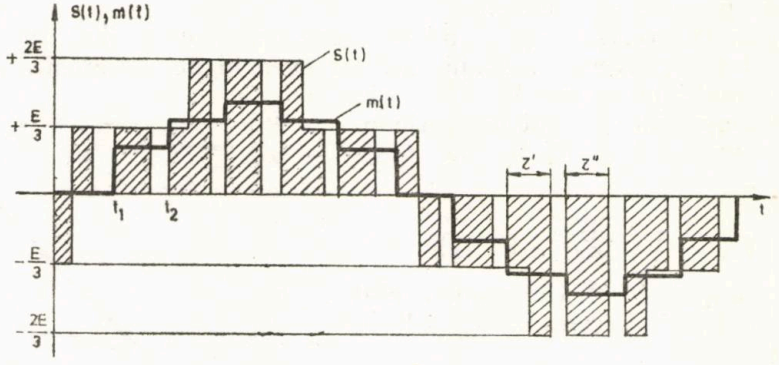


Fig. 4

The amplitude modulation of the output voltage pulses of the inverter (the sequence of pulses forming the carrier wave in the Fig.4) is performed by changing the average amplitude of these pulses in proportion to the modulation signal. From this modulation procedure, the relation between τ' and τ'' results :

$$\frac{\frac{E}{3}\cdot\frac{\tau'}{2}+\frac{2E}{3}\cdot\frac{\tau'}{2}}{\frac{E}{3}\tau''}=\frac{\sin\frac{\pi}{3}}{\sin\frac{\tau}{6}}=\sqrt{3}, \tag{3}$$

therefore $\tau' \approx 1.15\tau''$.

The expansion in F o u r i e r series of the function (1) has the following form :

$$\begin{aligned} U_{ko}(t) = {} & U_{1\lambda A}\sin\omega_1 t + U_{2\lambda A}\sin 2\omega_1 t + \cdots + U_{n\lambda A}\sin n\omega_1 t + \cdots + \\ & + U_{1\lambda B}\cos\omega_1 t + U_{2\lambda B}\cos 2\omega_1 t + \cdots + U_{n\lambda B}\cos n\omega_1 t + \ldots \end{aligned} \tag{4}$$

The coefficients of the F o u r i e r series in the case of twelve pulses per period are given by :

$$\begin{aligned} U_{n\lambda A}^{(12)} = {} & \frac{4E}{3\pi n}\sin^2 n\frac{\pi}{2}\left(1+\cos n\frac{\pi}{3}\right)\left[\cos n\frac{\lambda'\pi}{12}-\cos n(2+\lambda')\frac{\pi}{6}+\right. \\ & \left.+\sin n\frac{\pi}{2}\sin n\frac{\lambda''\pi}{6}-\frac{1}{2}\right], \end{aligned} \tag{5'}$$

$$U_{n\lambda B}^{(12)} = \frac{4E}{3\pi n}\sin^2 n\frac{\pi}{2}\left\{\left(1+\cos\frac{n\pi}{3}\right)\left[-\sin n\frac{\lambda'\pi}{12}+\sin n\,(2+\lambda')\frac{\pi}{6}+\right.\right.$$

(5'')

$$\left.\left.+\sin n\frac{\pi}{2}\cos n\frac{\lambda''\pi}{6}\right]-\left(\frac{3}{2}+2\cos n\frac{\pi}{6}\right)\sin n\frac{\pi}{3}\right\},$$

where : $\omega_1 = 2\pi f_1$ is the output pulsation, $f_p = 12f_1 = 1/T$ — the frequency of the output voltage pulses.

From the relations (5') and (5'') one can deduce that the output voltage of the converter contains neither even higher harmonics nor the 3rd or the multiples of the 3rd harmonic.

The amplitude of the higher harmonics of the voltage is given by the relation :

$$U_{n\lambda}^{(12)} = \sqrt{(U_{n\lambda A}^{(12)})^2+(U_{n\lambda B}^{(12)})^2} \qquad (6)$$

and the amplitude of the fundamental frequency for full control ($\lambda' = 1$) in this case is :

$$U_1^{(12)} = 0.596E. \qquad (7)$$

The amplitude of the higher harmonics as compared to that of the fundamental are given in Fig. 5 (for the 5th, 7th, 11th, 13th and 17th harmonics) in the case of twelve pulses per period.

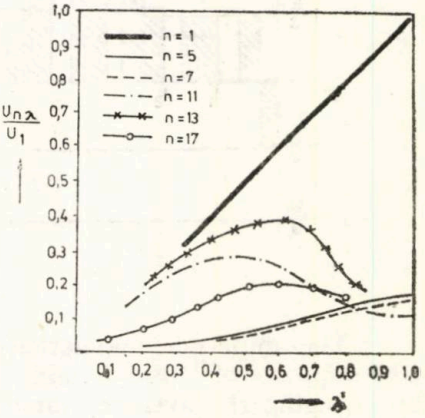


Fig. 5

The pulsations of the stator current of the electric drive motor supplied with variable voltage and frequency are maximum when the pulse frequency f_p is minimum (about 125 ... 150 Hz).

In order to enlarge the variation range of the output frequency maintaining the current pulsations and the commutation losses within reasonable limits, the following ratios of f_p to f_1 may be adopted, depending on the range of variation of f_1 :

$$f_p = 12f_1 \text{ for } f_{1n} > f_1 > (2/3 \cdots 1/2)\, f_{1n},$$
$$f_p = 24f_1 \text{ for } (2/3 \cdots 1/2)\, f_{1n} > f_1 > (1/2 \cdots 1/4)\, f_{1n},$$
$$f_p = 48f_1 \text{ for } (1/2 \cdots 1/4)\, f_{1n} > f_1 > (1/10 \cdots 1/15)\, f_{1n},$$
$$f_p = 96f_1 \text{ for } (1/10 \cdots 1/15)\, f_{1n} > f_1 > (1/30 \cdots 1/40)\, f_{1n},$$

where f_{1n} is the rated frequency of the c.a. power supply system ($f_{1n} = 50$ or 60 Hz).

In this way, none of the higher harmonics of the stator current of the motor will exced 10 to 15 percents of the rated current of the motor, defined for a sinusoidal supplying regime.

From the control principle of the inverter it results that the conduction durations τ' and τ'' will never be smaller than 400 μs, even when we

pass to 48 pulses per period which ensures good working conditions of the main thyristors and the commutation circuits and when the measured values of the output voltage harmonics get closer the those calculated.

3. Conclusions

The inverters based on the PAM procedure described in the main in this work, present the following advantages:

1. The fixed number of the pulses per period (compared with the PWM version) allows a more steady operation at higher output frequencies comprised between 50 or 60 Hz and 150 ... 200 Hz.

2. The pulsations of the supplying current of the motor can be reduced by passing to an operation with 6, 12, 24, 48 or even 96 pulses per period as the output frequency decreases.

3. The minimum conduction duration of the main thyristcrs is greater than 200 μs, which ensures better working conditions for them and for the commutation circuits.

4. The control circuitry results relatively simpler when compared with different control versions based on the PWM principle.

Received, April 25, 1979

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electronics and Computers

REFERENCES

1. Penkowski J. L., Pruzinski E. K., *Fundamentals of a Pulse-width Modulated Power Circuit.* IEEE Trans., Ind. Appl., **5**, 384–392 (1972).
2. Turic L., *Invertoare care funcţionează pe principiul modulării impulsurilor în durată.* Electrotehnica, *6*, 215–223 (1971).
3. Alexa D., Prisăcaru V., *Statische Frequenzumrichter für Speisung von Wechselstrommotoren auf Grund sinusförmiger Impulsamplitudenmodulation der Ausgangsspannung.* ETZ-A, **98**, *4* (1977).
4. Chauprade R., *Commande électronique des moteurs à courant alternatif.* RGÉ, **85**, *10*, 819–841 (1976).

O NOUĂ METODĂ DE COMANDĂ A INVERTOARELOR TRIFAZATE CU MODULAŢIA IMPULSURILOR ÎN AMPLITUDINE DUPĂ O LEGE SINUSOIDALĂ

(Rezumat)

Se analizează posibilitatea reducerii armonicilor curentului de alimentare al motoarelor de c.a. cu turaţie reglabilă — sincrone şi asincrone — prin alimentarea acestora de la convertizoare de frecvenţă a căror formă de undă a tensiunii de ieşire să fie cît mai apropiată de o lege sinusoidală. Se descrie principiul modulaţiei sinusoidale în amplitudine a impulsurilor tensiunii de ieşire şi se efectuează analiza armonică a tensiunii de ieşire.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXVI (XXX), fasc. 1—2, 1980
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.C. 621.314.632.4

CONTRIBUTIONS TO THE INCREASE OF SAFETY IN THE FUNCTIONING OF INVERTERS

BY

ROMAN SIREŢCHI, I.-DÉSIRÉ SUCEVEANU and D. ALEXA

1. Introduction

The inverters are electronic mutators which transform DC voltage into AC voltage. The inverters may be obtained either with transistor [1] for powers up to 10 KW, or with thyristors for greater powers [2]...[4].

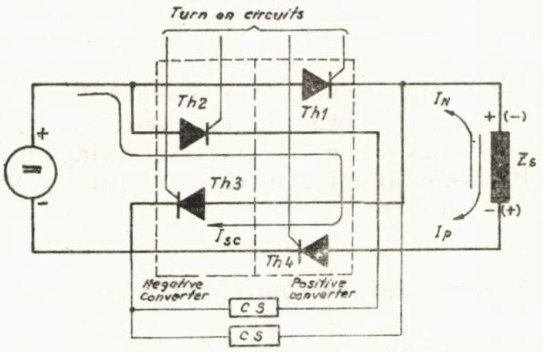


Fig. 1. — Logic diagram of the inverter.

The inverters are made up of two converters discharging on the same receiver, both working in a quadrant of the $U-I$ plane (Fig. 1). In this way the whole system produces an AC voltage corresponding to the two quadrants in the $U-I$ plane. The regenerative functioning of the inverter, when it can work in the whole $U-I$ plane, has been neglected.

2. Generals Views on the Command Circuits of the Inverters

Generally, the command circuits of the inverters must accomplish two functions : a) to modify at wish the frequency of the alternative output voltage ; b) to adjust, according to the frequency, the amplitude of the alternative voltage in case the inverters are used to command the AC motors.

The first function is accomplished by the modification of the conduction periods of the two individual converters, and the second one (enforced only in certain cases) by adequately adjusting the conduction period of the thyristors, in the structure of each converter for every alternation.

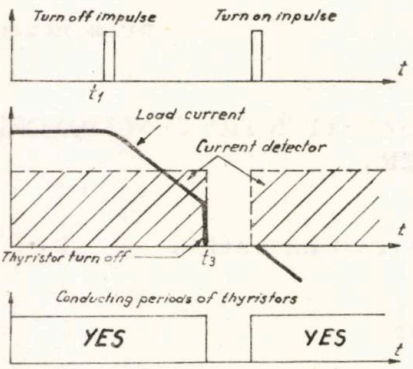


Fig. 2.—The wave-forms of the command impulses and the load current.

Different command methods were used for obtaining at the output the adjustable alternative wave [5].

During the functioning of an inverter, there is a critical interval, namely, the period of time that begins with the blocking command given to the converter through the turning-off circuit *CS* and ends with the command given to light-on the second converter. The wave forms of the command impulses and of the load current are represented in Fig. 2.

In the case of an inductive receiver, as for example an electric motor, it can be seen that from the moment of the turning-off impulse till the current is annuled there is an interval of time $\Delta T_r = T_3 - T_1$. This fact calls for the existence of a time interval $\Delta T_2 = T_2 - T_1$, imposed on the command circuit, an interval depending strongly on the receiver type and on a smaller extend on the type of thyristors used. Consequently, it is not allowed to light-on a thyristor before the other is actually turned-off. The turning-off takes place in the moment when the current flowing through a thyristor is less than its self self-maintaining level, and it has a particular value for a particular type of thyristor.

3. Different Networks for the Control of the Thyristors Turning-off

In the usual methods of command for the inverters the blocking of the starting impulse takes place only in the interval of time when the turning-off impulse is applied, usually,in the ΔT_1 interval there is no control.

The circuit for the control of the turning-off of a thyristor, represented in Fig. 3, is largely exposed in [6].

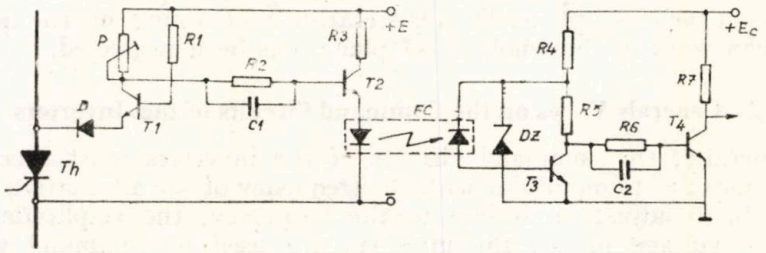


Fig. 3. — The thyristor switch-off control circuit

The network can be applied only for the DC switching devices with thyristors. The existence of several power suppliers, one for every thyristor, is unsuitable to the inverters. This fact implies a great number of transformers, rectifiers and filters that strongly reduce the fiability and security in the functioning of the network.

To remove this difficulty the following network has been designed.

The thyristors turn-off control circuit is designed according to the most up-to-date method for the command of the thyristors, namely with integrated photocouplers [7].

Suppose we have a Mc. Murray type three-phase inverter, its singlephase section being represented in Fig. 4.

Let's say that in a certain case the Th_1 thyristor conducts. When its auxiliary thyristor receives the command impulse the capacitor produces a reverse voltage which is applied to the Th_1 thyristor and chancels out the I_p current.

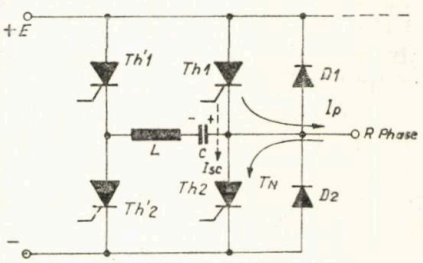


Fig. 4. — The mono-phase section of the Mc. Murray inverter.

Only after that moment it is allowed to apply the turning-on impulse at the gate of the Th_2 thyristor. If this is not done the short-circuiting of the continuous current generator (through Th_1 — Th_2) appears and as result, the possibility to destroy the semiconductor valves (the short-circuit current $I_{sc} \gg I$, I being the nominal current of the thyristors). The FC_1 and FC_2 photocouplers are used to give the turn-on command for the main thyristor [8].

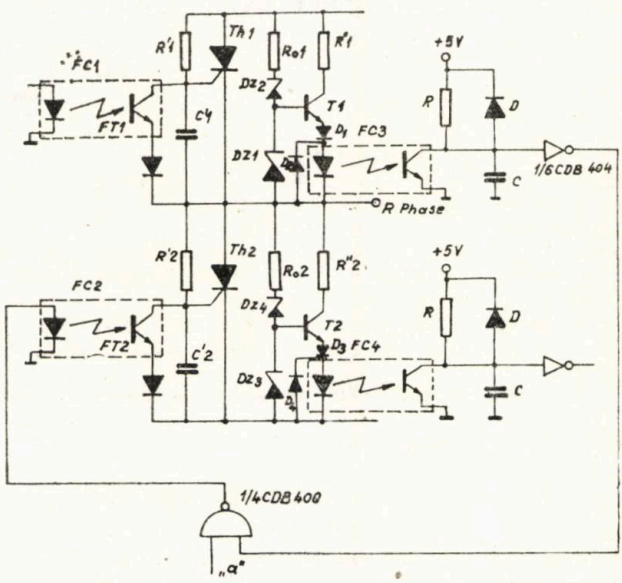


Fig. 5. — A control circuit for the switching-off of the thyristors without auxiliary supply sources.

When the LED diode of the photocoupler FC_1 is supplied the gate of the thyristor Th_1 is connected to its cathode, this being blocked out.

When we end out the supply of the luminiscent diode, the blocking of the phototransistor takes place, and in this way a positive signal (in comparison with the cathode) is applied on gate through the R_1 resistance. In Fig. 5 the auxiliary turning off circuits have not been represented.

The blocked state of the Th_1 thyristor is characterized by a high tension between its anode and cathode. This fact has as result the supplying of the stabiliser achieved through the T_1 transistor, so that a current passes through the luminiscent diode of the photocoupler FC_3. In this way the blocking input of the inverter circuit is grounded, the logical signal H being applied at the blocking input of the NAND circuit. The turning-on a impulses of the Th_2 thyristor bring the output of the NAND circuit to the L level. The switching on of the Th_2 thyristor takes place in the same way as described before by means of the photocoupler FC_2.

The conducting state of the Th_1 thyristor leads to the appearance of a low level signal at the NAND blocking input. The photocouplers $FC_1...FC_4$ are interconnected and work in a similar way. The photocoupler can be of the BPX 78 (Siemens) or CNY 48 (Philips) type and the transistors of the BD 127...BD 129 type for a thyristor with a gate current less than 200 mA.

4. Conclusions

The network shown in Fig. 5 removes the disadvantages of the variant presented in Fig. 3, because there is only one supplying source for the command circuit. The interblocking that is achieved by detecting the blocking and conducting states of the thyristors makes the short-circuiting of the supplying source of the invertor impossible, a fact of considerable importance for the increased safety in functioning of the inverter.

Received, March 21, 1979

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electronics and Computers

REFERENCES

1. Penkowski L. J., Pruzinski K. E., *Fundamentals of a Pulse-width Modulated Power Circuit.* IEEE—IGA, 669—678 (1970).
2. Kelemen A., *Acţionări electrice.* EDP, Buc., 1976.
3. Bedford B. D., Hoft R. G., *Principles of Inverter Circuits.* John Wiley, N.Y., 1964.
4. Murphy J. M. D., *Thyristor Control of A.C. Motors.* Pergamon Press, N.Y., 1973,
5. Sireţchi R., Suceveanu I.D., *I convertitori statici con la tensione e la frequenza di uscita rêgolabili,* l'Elettrotecnica, **LXV**, *8*, 681—689 (1978).
6. Slattery D. T., *Zero Current Detection in Thyristor Circuits.* Electronic Eng., **48**, *581*, 29 (1976).
7. Chauprade R., *Commande électronique des moteurs à courant alternatif.* RGÉ, **85**, *10* (1976).
8. * * * *Schaltbeispiele.* Siemens, Ausgabe 1974/75.

CONTRIBUŢII LA CREŞTEREA SIGURANŢEI ÎN FUNCŢIONAREA INVERTOARELOR

(Rezumat)

Se prezintă un nou circuit pentru controlul stingerii tiristoarelor utilizat în cazul invertoarelor. Montajul prezintă avantajul unei interblocări sigure, fapt realizat prin detectarea stărilor de conducţie sau de blocare a tiristoarelor, eliminîndu-se posibilitatea scurtcircuitării sursei de alimentare a invertorului.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXVI (XXX), fasc. 1—2, 1980
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.C. 621.314.632.4

L'ÉTUDE DU COURANT DU CIRCUIT D'EXTINCTION À THYRISTOR AUXILIAIRE D'UN INVERTEUR

PAR

DAN MICU et MIRCEA CÎRNU

1. Introduction

Les inverteurs à thyristors ont obtenu une large extension dans le domaine des commandes électriques réglables et des sources de puissance à destinations spéciales. Dans ce qui suit on se réfère à un inverteur à circuit d'extinction à thyristor auxiliaire, analysé en [1], pour lequel on effectue l'étude des impulsions du courant de son circuit d'extinction, aussi que leurs analyse harmonique, en vue d'apprécier la grandeur des perturbations qu'il peut produire.

2. Fonctionnement de l'inverteur

Le schéma électrique d'une phase de l'inverteur à thyristors analysé est représenté dans la fig. 1, où: C_1, C_2 sont les condensateurs du circuit d'extinction, L — l'inductance du circuit d'extinction, T_1, T_2 — les thyristors principaux, T_{a1},. T_{a2} — les thyristors auxiliaires du circuit d'extinction, D_1, D_2 — les diodes de récupération.

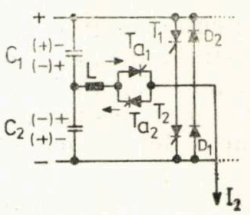


Fig. 1

Tout d'abord il faut passer brièvement en revue le mode de fonctionnement de l'inverteur, pour définir les intérvalles dans lesquels le courant du circuit d'extinction existe et a une variation déterminée.

On considère le thyristor principal T_1 en conduction, le courant de charge I_1 circulant par les thyristors principaux des autres phases. La charge est supposée inductive pour pouvoir considérer le courant de charge pendant la commutation comme constant. La commutation du courant de charge du thyristor principal T_1 sur le thyristor principal T_2 est déclanchée par la commande fournie pour l'ammorçage du thyristor auxiliaire T_{a1}.

On remarque que pendant la phase antérieure de fonctionnement les condensateurs C_1 et C_2 sont chargés avec la polarité marquée dans la figure, avec „plus" vers l'inductance du circuit d'extinction ; aussi, avant la commande d'allumage imposée au thyristor auxiliaire T_{a1}, le courant du circuit d'extinction, i, est nul.

Dans le moment dicté par le tact de fonctionnement, les condensateurs d'extinction, C_1 et C_2, se déchargent par le thyristor auxiliaire T_{a1}, pour l'extinction du thyristor principal T_1. La décharge a un caractère oscillatoire, le courant i de décharge étant en phase du chaque condensateur C_1, respectif C_2, dans les circuits $+, C_1, L, T_{a1}, D_2, +$ et $-, C_2, L, T_{a2}, D_2, +$.

Le processus de commutation est décrit largement en [2] ayant deux phases : dans la première phase, le courant de commutation varie selon une loi sinusoïdale, sa valeur maxima dépassant la valeur du courant de charge, supposé constant pendant la commutation et puis elle diminue. Le moment de retour à la valeur égale à celle du courant de charge sera noté avec t_1.

L'intervalle dans lequel se déroule la première phase du processus de commutation, le commencement de cette phase en étant considéré pour $t = 0$, est donc $[0, t_1]$.

Au moment $t = t_1$ le thyristor principal T_1 est bloqué, l'interval dans lequel le sommet du courant du circuit d'extinction dépasse la valeur du courant de charge est supérieur au temps de revenu du thyristor. En ce moment on commande l'extinction du thyristor principal T_2. L'énergie réactive de la charge inductive est récupérée par la source par l'intèrmede de la diode de récupération D_1.

Le thyristor T_{a1} étant en état de conduction, les circuits oscillants $+, C_1, T_{a1}, T_2, -$ et $-, C_2, L, T_{a1}, T_2, -$ se ferment, en déclanchant la deuxième phase du processus de commutation, qui finit avec l'annulation du courant du circuit d'extinction au moment t_2, annulation qui détermine en même temps le blocage du thyristor auxiliaire T_{a1}. La durée de la deuxième phase du processus de commutation est t_2, si l'on considère le moment de son déclanchement $t = 0$. Les paramètres t_1 et t_2 prennent des valeurs dans l'intervalle $[\pi/2\omega, \pi/\omega]$.

Conformément au [3], considérant que le facteur de qualité Q des circuits oscillants ci-dessus est infini (circuits idéals), les valeurs du courant d'extinction dans les deux phases du processus de commutation (dans l'hypothèse que le commencement de chaque phase a lieu au moment $t = 0$ et négligeant, pour simplifier, l'autoréglage des tensions de chargement des condensateurs) sont données par relations :

(1) a) première phase, $i = \dfrac{E}{2X} \sin \omega t$,

(2) b) deuxième phase, $i = \dfrac{E}{2X} [2 \sin \omega t + \sin \omega(t + t_1)]$,

où : E est la tension continue d'alimentation, $X = L/2C$, avec L — l'inductance du circuit d'extinction et C — la capacité du chaque condensateur d'extinction (C_1 et C_2).

Dans l'hypothèse que la valeur du facteur de qualité du circuit est infinie ($Q = X/R = \infty$) on peut faire aussi l'approximation $\omega \approx \omega_0 = \sqrt{1/(2LC)}$.

Le thyristor principal T_2 est en état de conduction commençant avec le moment $t = t_1$, et le courant du circuit d'extinction devient nul dès le moment $t = t_2$.

Durant la conduction du thyristor principal T_2, la valeur du courant d'extinction reste nulle. Au moment t_2, les condensateurs d'extinction C_1 et C_2 sont préparés pour l'extinction du thyristor principal T_2, leurs charges étant réalisées avec la polarité indiquée dans la fig. 1, représentée en paranthèses.

Après l'intervalle de temps α dicté par le tact il faut commuter le thyristor T_2 de l'état de conduction en celui de blocage, ce qui peut se réaliser par la commande de l'allumage imposée au thyristor auxiliaire T_{a2}. Par cette voie se déclanche de nouveau la première phase du processus de commutation dans les circuits oscillants $+$, C_1, L, T_{a2}, D_1, $-$ et $-$, C_2, L, T_{a2}, D_1, $+$.

La durée de cette phase est égale à celle de la première phase de la commutation du thyristor principal T_1 en état de blocage, le sens du courant du circuit d'extinction, par le thyristor T_{a2}, en étant, pourtant, inversé. Au moment où le courant de la première phase redevient égal au courant de charge de l'inverteur commence la deuxième phase ; la durée de celle-ci, grâce à l'identité des circuits oscillants d'extinction, qui se ferment d'une façon similaire à celle de la deuxième phase de la commutation du thyristor T_1 en état de blocage, est la même avec la durée de la deuxième phase du blocage du thyristor principal T_1. Le sens du courant, en cette phase, est aussi inversé par rapport au sens du courant du processus de blocage du thyristor T_1. Par conséquent, le courant du circuit d'extinction d'une phase de l'inverteur sera représenté par une succession d'impulsions de courant, avec les polarités succéssives $+$ et $-$, rapportées à l'axe du temps, séparées par des intervalles de temps dans l esquels le courant est nul et qui correspondent à la conduction des thyristors principaux, de durée imposée par la fréquence de sortie, commandée, de l'inverteur.

3. Forme du courant $i(t)$

Pour l'étude de la forme du courant $i(t)$ pendant la deuxième phase d'un processus de commutation du thyristor principal, en rapport avec la durée t_1 de la première phase du processus de commutation respectif, on considère que l'origine du temps est située au commencement de la deuxième phase. Pour établir l'interdépendance entre les durées des deux phases sera utilisée la relation (2), qui fournit la valeur du courant dans la deuxième phase du processus de commutation dans laquelle, pour $t = t_2$, le courant du circuit auxiliaire s'annulle. Résulte donc la relation :

$$2 \sin \omega t_2 + \sin \omega(t_1 + t_2) = 0, \tag{3}$$

de laquelle on peut obtenir la relation d'interdépendance cherchée :

(4) $$t_2 = \frac{\pi}{\omega} - \frac{1}{\omega} \operatorname{arc\,tg} \frac{\sin \omega t_1}{2 + \cos \omega t_1}.$$

Dans la fig. 2 est représentée la variation de t_2 en fonction de t_1 ; on observe que t_2 a un minimum égal à $t_{2\min} = 5\pi/6\omega$ pour $t_1 = 2\pi/3\omega$.

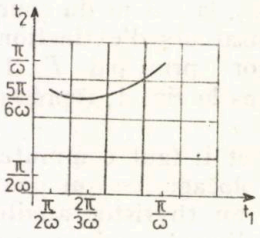


Fig. 2

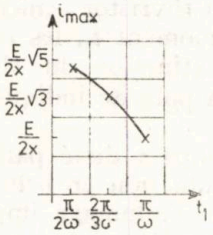


Fig. 3

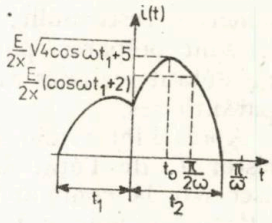


Fig. 4

Le maximum de la valeur de l'intensité du courant, dans la deuxième phase du processus de commutation, s'obtient en utilisant la relation (2), étant donné par

(5) $$i_{\max} = \frac{E}{2X} \sqrt{4 \cos \omega t_1 + 5}.$$

La forme de l'intensité du courant, dans les deux phases, est représentée dans la fig. 4.

Dans la fig. 5 sont représentées les formes des impulsion de courant du circuit d'extinction pour quelques situation caractéristiques.

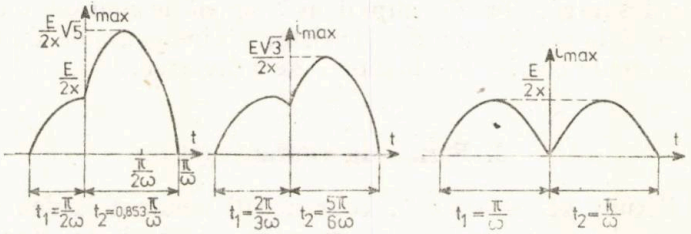


Fig. 5

4. Analyse harmonique du courant $i(t)$

Pour l'analyse harmonique du courant du circuit d'extinction d'une phase de l'inverteur on développe en série Fourier la fonction $i(t)$, qui, dans le cas où l'on considère l'origine du temps située au moment du blocage du thyristor auxiliaire T_{a2}, a la forme

$$(6)\qquad \frac{i(t)}{E/2X}=\begin{cases} 0, & \text{pour } t\in[0,\alpha];\\ \sin\omega(t-\alpha), & \text{pour } t\in[\alpha,\alpha+t_1];\\ 2\sin\omega(t-\alpha-t_1)+\sin\omega(t-\alpha), & \text{pour } t\in[\alpha+t_1,\alpha+t_1+t_2],\\ 0, & \text{pour } t\in[\alpha+t_1+t_2,2\alpha+t_1+t_2];\\ -\sin\omega(t-2\alpha-t_1-t_2), & \text{pour } t\in[2\alpha+t_1+t_2,2\alpha+2t_1+t_2];\\ -2\sin\omega(t-2\alpha-2t_1-t_2)-\sin\omega(t-2\alpha-t_1-t_2), & \\ & \text{pour } t\in[2\alpha+2t_1+t_2,2\alpha+2t_1+2t_2], \end{cases}$$

fonction périodique de période $2(\alpha+t_1+t_2)$, représentée dans la fig. 6.

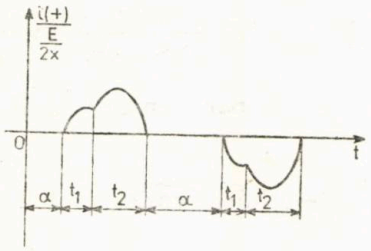


Fig. 6

La série F o u r i e r qui résulte est donnée par l'expression :

$$(7)\qquad \frac{i(t)}{E/2X}=\frac{C_0}{2}+\sum_{n=1}^{\infty}C_n\cos\frac{\pi nt}{\alpha+t_1+t_2}+S_n\sin\frac{\pi nt}{\alpha+t_1+t_2},$$

où :

$$(8)\qquad C_n=\frac{1}{\alpha+t_1+t_2}\int_0^{2(\alpha+t_1+t_2)}\frac{i(t)}{E/2X}\cos\frac{\pi nt}{\alpha+t_1+t_2}\,dt,$$

$$(9)\qquad S_n=\frac{1}{\alpha+t_1+t_2}\int_0^{2(\alpha+t_1+t_2)}\frac{i(t)}{E/2X}\sin\frac{\pi nt}{\alpha+t_1+t_2}\,dt.$$

Compte tenu de (6) et (5) et tout calculs effectués on obtient

$$(10)\qquad C_n=[1-(-1)^n]\frac{\omega(\alpha+t_1+t_2)}{\omega^2(\alpha+t_1+t_2)^2-\pi^2n^2}\times$$
$$\times\left[2\cos\omega t_2+\cos\omega(t_1+t_2)+\cos\frac{\pi n\alpha}{\alpha+t_1+t_2}-2\cos\frac{\pi nt_2}{\alpha+t_1+t_2}\right],$$

$$(11)\qquad S_n=[1-(-1)^n]\frac{\omega(\alpha+t_1+t_2)}{\omega^2(\alpha+t_1+t_2)^2-\pi^2n^2}\left(\sin\frac{\pi n\alpha}{\alpha+t_1+t_2}+2\sin\frac{\pi nt_2}{\alpha+t_1+t_2}\right).$$

Afin de simplifier l'expression (10), en employant de nouveau (3), on utilise la relation :

$$2\cos\omega t_2 + \cos\omega(t_1 + t_2) = -\sqrt{5 + 4\cos\omega t_1}. \tag{12}$$

Tenant compte de (12) et négligeant $t_1 + t_2$ par rapport à α dans la somme $\alpha + t_1 + t_2$, les expressions (10) et (11) de C_n et S_n prennent en définitif la forme :

$$C_n = -[1-(-1)^n]\frac{\omega\alpha}{\omega^2\alpha^2 - \pi^2 n^2}\left[\sqrt{5 + 4\cos\omega t_1} - (-1)^n + 2\cos\frac{\pi n t_2}{\alpha}\right], \tag{13}$$

$$S_n = [1 - (-1)^n]\frac{2\omega\alpha}{\omega^2\alpha^2 - \pi^2 n^2}\sin\frac{\pi n t_2}{\alpha}. \tag{14}$$

Pour n pair, $C_n = S_n = 0$ et par conséquent $A_n = \sqrt{C_n^2 + S_n^2} = 0$; pour n impaire :

$$C_n = \frac{2\omega\alpha}{\pi^2 n^2 - \omega^2\alpha^2}\left(\sqrt{5 + 4\cos\omega t_1} + 1 + 2\cos\frac{\pi n t_2}{\alpha}\right), \tag{15}$$

$$S_n = \frac{4\omega\alpha}{\omega^2\alpha^2 - \pi^2 n^2}\sin\frac{\pi n t_2}{\alpha}, \tag{16}$$

$$A_n = \frac{2\omega\alpha}{\pi^2 n^2 - \omega^2\alpha^2}\sqrt{(1 + \sqrt{5 + 4\cos\omega t_1})^2 + 4(1 + \sqrt{5 + 4\cos\omega t_1})\cos\frac{\pi n t_2}{\alpha} + 4}. \tag{17}$$

Pour l'étude de la variation de A_n en fonction de l'ordre de l'harmonique, n, on introduit les notations :

$$A(x) = f(x)g(x), \quad x \geqslant 0, \tag{18}$$

où :

$$f(x) = \frac{2\omega\alpha}{\pi^2 x^2 - \omega^2\alpha^2} \tag{19}$$

et

$$g(x) = \sqrt{(1 + \sqrt{5 + 4\cos\omega t_1})^2 + 4 + 4(1 + \sqrt{5 + 4\cos\omega t_1})\cos\left(\frac{\pi t_2}{\alpha} - x\right)}. \tag{20}$$

Le graphique de la fonction $f(x)$ est représenté dans la fig. 7.
La fonction $g(x)$ a les suivantes valeurs extrêmes :

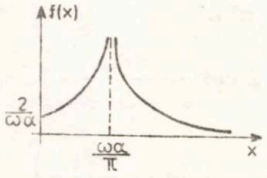


Fig. 7

$$g_{min} = \sqrt{5 + 4\cos\omega t_1} - 1,$$

$$\text{pour } x = (2m + 1)\frac{\alpha}{t_2}, \quad (m = 0, 1, 2...);$$

$$g_{max} = \sqrt{5 + 4\cos\omega t_1} + 3,$$

$$\text{pour } x = 2m\frac{\alpha}{t_2}, \quad (m = 0, 1, 2, ...);$$

Dans la fig. 8 sont représentés les graphiques de la fonction $g(x)$ pour les suivantes valeurs de t_1 :

a) $t_1 = \pi/\omega$, pour laquelle $\alpha/t_2 = \omega\alpha/\pi$;

b) $t_1 = 2\pi/3\omega$, pour laquelle $\alpha/t_2 = 1{,}2\ \omega\alpha/\pi$;

c) $t_1 = \pi/2\omega$, pour laquelle $\alpha/t_2 \approx 1{,}172\ \omega\alpha/\pi$.

Pendant que dans le cas $t_1 \neq \pi/\omega$ résulte $\lim_{x \to \omega\alpha/\pi} A(x) = \infty$ dans le cas $t_1 = \pi/\omega$, compte tenu que $g(\alpha/t_2) = 0$, dans le calcul de cette limite on obtient une indétermination. En relevant cette indétermination on obtient $\lim_{x \to \omega\alpha/\pi} A(x) = 2\pi/\omega\alpha$.

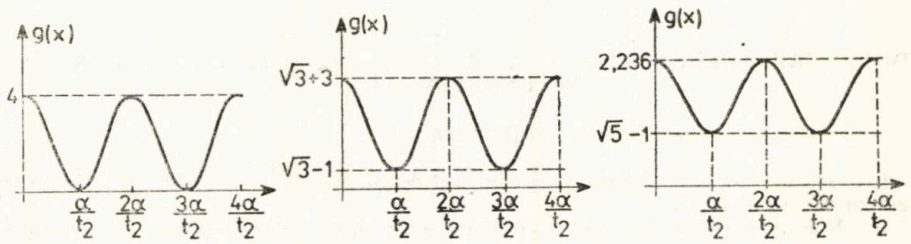


Fig. 8

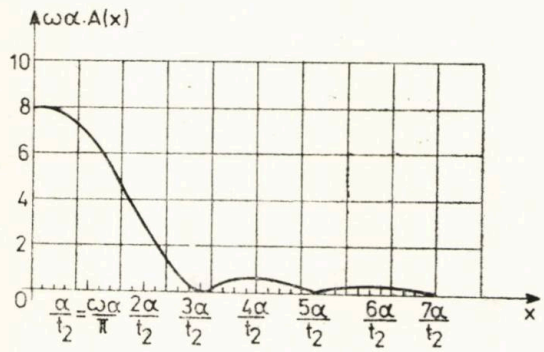


Fig. 9

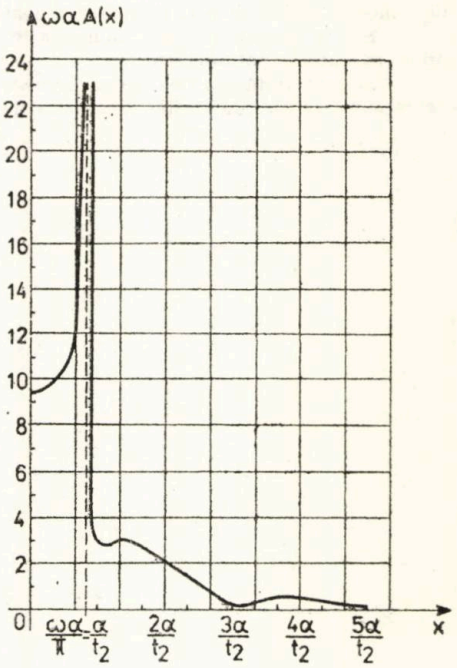


Fig. 10

Le graphique de la fonction $A(x)$ est représenté dans fig. 9, pour $t_1 = \pi/\omega$ et dans la fig. 10, pour $t_1 = 2\pi/3\omega$. On précise que l'amplitude de l'harmonique d'ordre n du courant $i(t)$ est nulle pour n pair et égale à $EA(n)/2X$ pour n impair.

3. Conclusions

On aboutit à la conclusion que dans le cas $t_1 = \pi/\omega$ la fonction $A(x)$ ne présente pas pour aucune harmonique du courant la valeur infinie; pour toutes les autre valeurs de t_1 de sa gamme de variation, $\lim_{x \to \omega\alpha/\pi} A(x) = \infty$.

Pour des valeurs usuelles, imposées, des éléments de la schème et de la gamme de réglage de la fréquence, on peut déterminer aisément le rang des harmoniques pour lesquelles leurs amplitude est très grande.

Reçue le 27 octobre 1976 *ICPE, Bucarest*

STUDIUL CURENTULUI CIRCUITULUI DE STINGERE, CU TIRISTOR AUXILIAR, AL UNUI INVERTOR

(Rezumat)

Este studiat impulsul de curent din circuitul de stingere al unui invertor, cu circuit de stingere cu tiristor auxiliar.

Se obține o relație de legătură simplificată între durata celor două faze ale procesului de comutare.

Se determină valorile maxime ale impulsurilor de curent de încărcare ale condensatoarelor de stingere, pentru diferite decalări ale comenzii circuitului de stingere.

Se efectuează analiza armonică a impulsurilor de curent în vederea aprecierii perturbațiilor pe care le pot produce.

Se reprezintă graficele de variație ale amplitudinilor diferitelor armonici pentru decalări reprezentative ale comenzilor circuitelor de stingere față de circuitul de forță.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXVI (XXX), fasc. 1—2, 1980
Secția III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI.

C.Z. 621.313.333 ; 621.3.016.24 ;
621.3.016.25 ; 538. 551.3

DEPENDENȚA PUTERILOR ACTIVE, REACTIVE ȘI DEFORMANTE DE UNGHIUL DE APRINDERE AL TIRISTOARELOR UNEI INSTALAȚII DE COMANDĂ PRIN TENSIUNE A MOTOARELOR ASINCRONE

DE

ADRIANA PRISĂCARU

1. Introducere

Motoarele asincrone alimentate de surse statice de tensiune și frecvență variabile sînt tot mai frecvent întîlnite în acționările moderne. Convertizoarele statice de frecvență au permis un reglaj de viteză în limite largi, puterea convertizoarelor crescînd necontenit, unități de 500 kVA fiind realizate acum în mod curent (Brown Boveri, AEG) [1].

Particularitățile funcționării motorului asincron comandat prin tensiunea de alimentare se pot evidenția folosind metodele clasice de analiză [2], descompunînd tensiunea de ieșire a variatorului (cunoscută ca formă) în armonicile componente.

Pentru cunoașterea parametrilor energetici ai instalației, în lucrarea de față se pune în evidență influența unghiului de aprindere al tiristoarelor schemei trifazate de comandă asupra puterilor active, reactive și deformante [3], precum și asupra factorului de putere al motorului de acționare [4].

2. Tensiunea la ieșirea din variator

Se consideră un motor asincron trifazat cu rotorul în scurtcircuit alimentat de la o sursă statică de tensiune variabilă (fig. 1) ; reglajul tensiunii aplicate motorului se obține prin modificarea unghiului de aprindere a perechilor de tiristoare montate în antiparalel pe fiecare fază. Tensiunea de ieșire este cunoscută, fiind de forma (fig. 2) :

$$(1)\quad u_A(\omega_1 t) = \begin{cases} U_m \sin \omega_1 t, \text{ pentru } \omega_1 t \in \left(\alpha, \frac{\pi}{3}+\delta\right) \cup \left(\frac{\pi}{3}+\alpha, \frac{2\pi}{3}+\delta\right) \cup \left(\frac{2\pi}{3}+\alpha, \pi+\delta\right); \\ \frac{\sqrt{3}\,U_m}{2} \sin\left(\omega_1 t + \frac{\pi}{6}\right), \quad \text{pentru } \omega_1 t \in \left(\frac{\pi}{3}+\delta, \frac{\pi}{3}+\alpha\right); \\ \frac{\sqrt{3}\,U_m}{2} \sin\left(\omega_1 t - \frac{\pi}{6}\right), \quad \text{pentru } \omega_1 t \in \left(\frac{2\pi}{3}+\delta, \frac{2\pi}{3}+\alpha\right). \end{cases}$$

Tensiunea de fază la ieșirea din variator se poate descompune în serie Fourier ; ea nu conține armonici de ordin par, fiind un semnal periodic cu semiperioade egale și de semne contrarii, încît :

$$(2) \qquad u_A(\omega_1 t) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_1 t + b_n \sin n\omega_1 t) = \sum_{n=1}^{\infty} U_n \sin(n\omega_1 t + \psi_n),$$

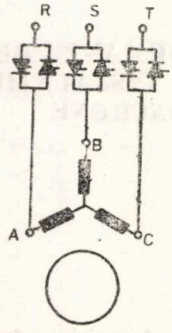


Fig. 1

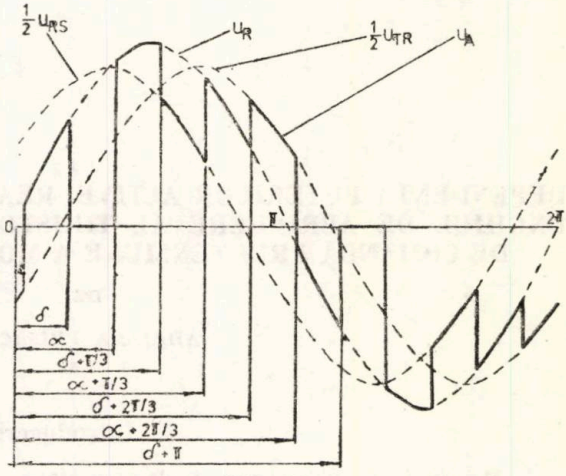


Fig. 2

unde :

$$(3) \qquad a_n = \frac{2}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} u_A(\omega_1 t)\cos n\omega_1 t \, d(\omega_1 t), \quad b_n = \frac{2}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} u_A(\omega_1 t)\sin n\omega_1 t \, d(\omega_1 t)$$

$$U_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}, \quad \psi_n = \operatorname{arctg}\frac{a_n}{b_n}.$$

Cu α s-a notat unghiul de aprindere al tiristoarelor, iar cu δ — creșterea unghiului de conducție al acestora, datorită tensiunii de autoinducție, în cazul sarcinii activ-inductive [4].

Coeficienții seriei se pot particulariza pentru $n = 6g + 1$, ($g = 0, 1, 2, \ldots$), pentru armonicile care constituie sisteme directe, $n = 6g - 1$, ($g = 1, 2, \ldots$), pentru armonicile care alcătuiesc sisteme inverse, $n = 3g$, ($g = 1, 3, 5 \ldots$) pentru armonicile care determină sisteme homopolare. Astfel se obține :

a) pentru fundamentală :

$$(4) \qquad \begin{cases} a_1 = \dfrac{3}{4\pi}(\cos 2\alpha - \cos 2\delta), \\ b_1 = 1 - \dfrac{3(\alpha - \delta)}{2\pi} + \dfrac{3}{4\pi}(\sin 2\alpha - \sin 2\delta); \end{cases}$$

b) pentru $n = 6g - 1$:

$$(5) \qquad \begin{cases} a_{6g-1} = \dfrac{3}{4\pi}\left[\dfrac{\cos 6g\alpha - \cos 6g\delta}{3g} - \dfrac{\cos(6g-2)\alpha - \cos(6g-2)\delta}{3g-1}\right], \\ b_{6g-1} = \dfrac{3}{4\pi}\left[\dfrac{\sin 6g\alpha - \sin 6g\delta}{3g} - \dfrac{\sin(6g-2)\alpha - \sin(6g-2)\delta}{3g-1}\right]; \end{cases}$$

c) pentru $n = 6g + 1$:

$$(6)\quad \begin{cases} a_{6g+1} = \dfrac{3}{4\pi}\left[\dfrac{\cos(6g+2)\alpha - \cos(6g+2)\delta}{3g+1} - \dfrac{\cos 6g\alpha - \cos 6g\delta}{3g}\right], \\ b_{6g+1} = \dfrac{3}{4\pi}\left[\dfrac{\sin(6g+2)\alpha - \sin(6g+2)\delta}{3g+1} - \dfrac{\sin 6g\alpha - \sin 6g\delta}{3g}\right]. \end{cases}$$

Înfășurările statorului motorului asincron sînt presupuse a fi legate în stea; în acest mod, din spectrul armonicilor curentului de fază lipsesc cele de rang trei și multiplu de trei.

Pentru $U = 220$ V, $f = 50$ Hz, $\alpha \in [35°, 90°]$, $\delta = 35° = \text{const.}$, în fig. 3 este reprezentată dependența primelor armonici de unghiul de aprindere α al tiristoarelor.

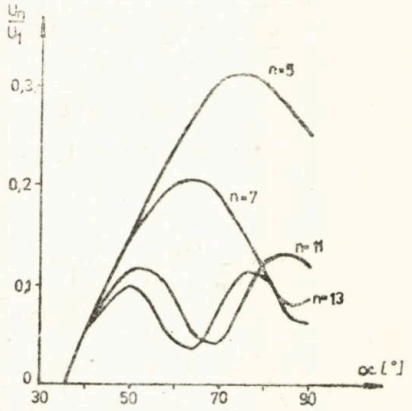


Fig. 3

3. Curentul de fază al motorului asincron

Pentru a determina spectrul de armonici al curentului de fază al motorului asincron comandat prin tensiune, se scriu ecuațiile de funcționare ale mașinii, pentru fiecare tip de armonică a tensiunii în parte (se neglijează pierderile în fier, efectele de suprafață și de saturație). Astfel, pentru armonicile de ordin $n = 6g + 1$ se obține :

$$(7)\quad \begin{cases} \underline{U}_{6g+1} = R_s \underline{I}_{s\,6g+1} + j(6g+1)x_{1s}\underline{I}_{s\,6g+1} + j(6g+1)x_{1m}\underline{I}_{r\,6g+1}, \\ 0 = R_r \underline{I}_{r\,6g+1} + j(6g+s)x_{1r}\underline{I}_{r\,6g+1} + j(6g+s)x_{1m}\underline{I}_{s\,6g+1}, \end{cases}$$

iar pentru armonicile de ordin $n = 6g - 1$:

$$(8)\quad \begin{cases} \underline{U}_{6g-1} = R_s \underline{I}_{s\,6g-1} + j(6g-1)x_{1s}\underline{I}_{s\,6g-1} + j(6g-1)x_{1m}\underline{I}_{r\,6g-1}, \\ 0 = R_r \underline{I}_{r\,6g-1} + j(6g-s)x_{1r}\underline{I}_{r\,6g-1} + j(6g-s)x_{1m}\underline{I}_{s\,6g-1}, \end{cases}$$

unde $x_{1s} = \omega_1 L_s$, $x_{1r} = \omega_1 L_r$, $x_{1m} = \omega_1 L_m$, s — alunecarea. Notînd :

$$(9)\quad \frac{R_s}{x_{1s}} = k_1, \quad \frac{R_r}{x_{1r}} = k_2, \quad \frac{x_{1s}x_{1r} - x_{1m}^2}{x_{1s}x_{1r}} = k_3$$

și considerînd [5] $k_1 \approx k_2 = k$, valorile efective complexe ale diferitelor armonici ale curentului de fază al mașinii sînt :

a) pentru fundamentală :

$$(10)\quad \underline{I}_{s1} = \frac{U_1}{x_{1s}} \cdot \frac{\dfrac{k}{s}\left(\dfrac{k^2}{s} - k_3\right) + k\left(1 + \dfrac{1}{s}\right) - j\left(\dfrac{k^2}{s^2} + k_3\right)}{\left(\dfrac{k^2}{s} - k_3\right)^2 + k^2\left(1 + \dfrac{1}{s}\right)^2};$$

b) pentru $n = 6g + 1$, $(g = 1, 2, ...)$:

$$\underline{I}_{s\,6g+1} = \frac{U_{6g+1}}{(6g+1)x_{1s}} \cdot \frac{\dfrac{k}{(6g+s)} \cdot \left[\dfrac{k}{(6g+1)(6g+s)} - k_3\right]}{\left[\dfrac{k^2}{(6g+1)(6g+s)} - k_3\right]^2 + k^2\left[\dfrac{12g+1+s}{(6g+1)(6g+s)}\right]^2} + \tag{11}$$

$$+ \frac{k\,\dfrac{12g+1+s}{(6g+1)(6g+s)} + j\left[\dfrac{k^2}{(6g+1)(6g+s)} - k_3 - \dfrac{k^2}{(6g+s)^2} \cdot \dfrac{12g+1+s}{(6g+1)}\right]}{\left[\dfrac{k^2}{(6g+1)(6g+s)} - k_3\right]^2 + k^2\left[\dfrac{12g+1+s}{(6g+1)(6g+s)}\right]^2};$$

c) pentru $n = 6g - 1$, $(g = 1, 2, ...)$:

$$\underline{I}_{s\,6g-1} = \frac{U_{6g-1}}{(6g-1)x_{1s}} \cdot \frac{\dfrac{k}{(6g-s)}\left[\dfrac{k^2}{(6g-1)(6g-s)} - k_3\right]}{\left[\dfrac{k^2}{(6g-1)(6g-s)} - k_3\right]^2 + k^2\left[\dfrac{12g-1-s}{(6g-1)(6g-s)}\right]^2} + \tag{12}$$

$$+ \frac{k\,\dfrac{12g-1-s}{(6g-1)(6g-s)} + j\left[\dfrac{k^2}{(6g-1)(6g-s)} - k_3 - \dfrac{k^2}{(6g-s)^2} \cdot \dfrac{12g-1-s}{(6g-1)}\right]}{\left[\dfrac{k^2}{(6g-1)(6g-s)} - k^3\right]^2 + k^2\left[\dfrac{12g-1-s}{(6g-1)(6g-s)}\right]^2}.$$

Pentru un motor asincron comandat prin tensiune, variaţia în funcţie de timp a curentului de fază statoric este reprezentată în fig. 4 (s-au considerat : $R_s = 1{,}4\ \Omega$, $R_r = 1{,}5\ \Omega$, $x_{1s} = x_{1r} = 66{,}5\ \Omega$, $x_{1m} = 64\ \Omega$, $s = 0{,}08$).

4. Cuplul motorului asincron

Cuplul electromagnetic al maşinii se presupune a rezulta din suprapunerea mai multor cupluri determinate de diferitele armonici ale cîmpului rezultant în întrefier care interacţionează cu curenţii corespunzători induşi în înfăşurarea rotorică [6].

Valoarea amplitudinii cuplului corespunzător armonicii de ordin $n = 6g + 1$, $(g = 0, 1, 2, ...)$ rezultă a fi :

$$M_{6g+1} = \frac{p}{2\pi f_1} \cdot \frac{m_1 x_{1m}^2}{R_r} \cdot \frac{k^2 (6g+s)}{k^2 + (6g+s)^2} I_{s\,6g+1}^2 \tag{13}$$

iar cea corespunzătoare armonicii de ordin $n = 6g - 1$, $(g = 1, 2, ...)$, este :

$$M_{6g-1} = \frac{p}{2\pi f_1} \cdot \frac{m_1 x_{1m}^2}{R_r} \cdot \frac{k^2 (6g-s)}{k^2 + (6g-s)^2} I_{s\,6g-1}^2. \tag{14}$$

Cuplul rezultant se obţine de forma :

(15) $$M = \sum_{g} (M_{6g+1} - M_{6g-1}).$$

Pentru $p = 2$, $f = 50$ Hz, $m_1 = 3$, valorile diferitelor armonici ale cuplului sînt date în tabelul 1.

Armonicile de rang 5 și 7, dealtfel cele mai importante, produc cupluri foarte mici în comparație cu cel produs de fundamentală ; fiind

Tabelul 1

α °	M_1 Nm	M_5 Nm	M_7 Nm	α °	M_1 Nm	M_5 Nm	M_7 Nm
40	34,95	0,00078	0,00039	70	17,69	0,0278	0,0055
45	32,42	0,0033	0,0015	75	14,8	0,029	0,0038
50	29,7	0,0074	0,0033	80	12,07	0,0277	0,002
55	26,73	0,013	0,0051	85	9,68	0,0244	0,0007
60	23,76	0,0187	0,0063	90	7,55	0,0187	0,0006
65	20,68	0,024	0,0065				

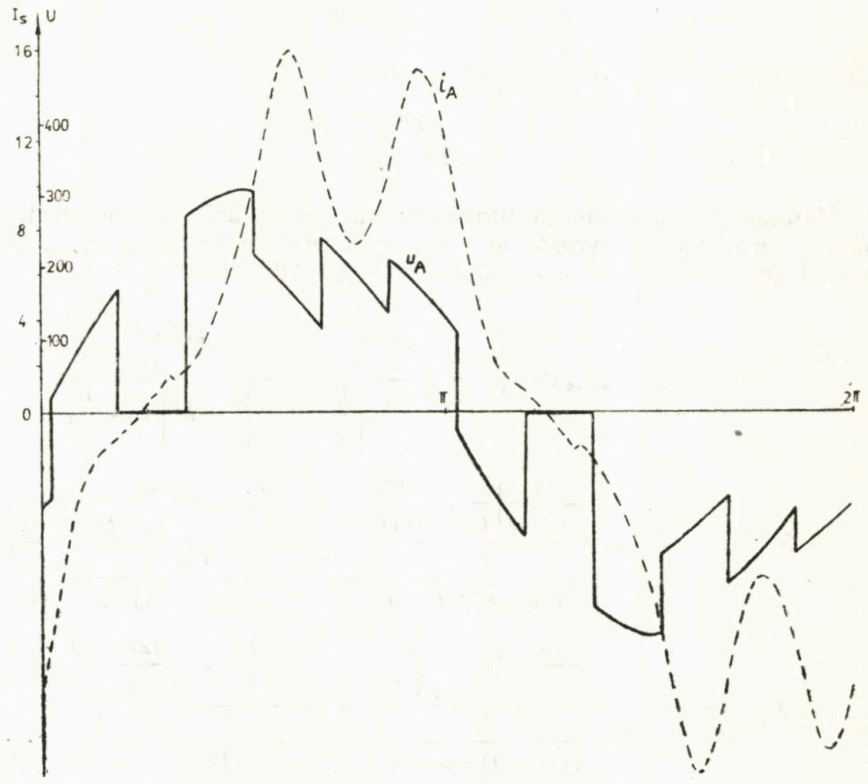


Fig. 4

şi de semne contrarii, acţiunea acestor cupluri poate fi neglijată, cuplul motorului fiind deci determinat de fundamentală.

5. Puterile din circuitul de alimentare al motorului asincron comandat

Motorul asincron comandat prin tensiune constituie un receptor echilibrat alimentat de un sistem trifazat nesinusoidal, dar simetric. Cunoscîndu-se spectrul de armonici ale tensiunii şi curentului de fază, se pun în evidenţă cele trei tipuri de puteri ce caracterizează un astfel de receptor [3] : puterea activă P, puterea reactivă Q şi puterea deformantă D.

Puterea aparentă maximă este :

$$S_{max} = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \tag{16}$$

unde $S = \sqrt{P^2 + Q^2}$ este amplitudinea puterii medii aparente complexe.

Factorul de putere este definit în acest caz ca raportul dintre puterea activă P şi puterea aparentă S_{max} :

$$k_p = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}}, \tag{17}$$

iar factorul deformant al regimului rezultă :

$$\tau = \frac{D}{\sqrt{P^2 + Q^2}}. \tag{18}$$

Punîndu-se în evidenţă fundamentala, armonicile care determină sisteme directe şi sisteme inverse, se pot stabili relaţiile de calcul ale puterilor active şi reactive ale motorului asincron comandat prin tensiune. Astfel :

$$P = 3 \sum_n U_n I_{1n} \cos \varphi_n = 3 \frac{U_1^2}{x_{1s}} \cdot \frac{\frac{k}{s}\left(\frac{k^2}{s} - k_3\right) + k\left(1 + \frac{1}{s}\right)}{\left(\frac{k^2}{s} - k_3\right)^2 + k^2\left(1 + \frac{1}{s}\right)^2} +$$

$$+ 3 \sum_g \frac{U_{6g-1}^2}{(6g-1)\, x_{1s}} \cdot \frac{\frac{k}{6g-s}\left[\frac{k^2}{(6g-1)(6g-s)} - k_3\right] + k \frac{12g - 1 - s}{(6g-1)(6g-s)}}{\left[\frac{k^2}{(6g-1)(6g-s)} - k_3\right]^2 + k^2 \left[\frac{12g - 1 - s}{(6g-1)(6g-s)}\right]^2} + \tag{19}$$

$$+ 3 \sum_g \frac{U_{6g+1}^2}{(6g+1)\, x_{1s}} \cdot \frac{\frac{k}{6g+1}\left[\frac{k^2}{(6g+1)(6g+s)} - k_3\right] + k \frac{12g + 1 + s}{(6g+1)(6g+s)}}{\left[\frac{k^2}{(6g+1)(6g+s)} - k_3\right]^2 + k^2 \left[\frac{12g + 1 + s}{(6g+1)(6g+s)}\right]^2}$$

şi :

$$Q = 3\sum_{n} U_n I_{sn} \sin\varphi_n = 3\frac{U_1^2}{x_{1s}} \cdot \frac{-\left(\frac{k^2}{s^2}+k_3\right)}{\left(\frac{k^2}{s}-k_3\right)^2 + k^2\left(1+\frac{1}{s}\right)^2} +$$

$$+ 3\sum_{g} \frac{U_{6g-1}^2}{(6g-1)\,x_{1s}} \cdot \frac{\frac{k^2}{(6g-1)(6g-s)} - k_3 - k^2\frac{12g-1-s}{(6g-1)\,(6g-s)^2}}{\left[\frac{k^2}{(6g-1)\,(6g-s)} - k_3\right]^2 + k^2\left[\frac{12g-1-s}{(6g-1)(6g-s)}\right]^2} + \tag{20}$$

$$+ 3\sum_{g} \frac{U_{6g+1}^2}{(6g+1)\,x_{1s}} \cdot \frac{\frac{k^2}{(6g+1)\,(6g+s)} - k_3 - k^2\frac{12g+1+s}{(6g+1)\,(6g+s)^2}}{\left[\frac{k^2}{(6g+1)\,(6g+s)} - k_3\right]^2 + k^2\left[\frac{12g+1+s}{(6g+1)\,(6g+s)}\right]^2}.$$

Puterea deformantă este:

$$D^2 = 9\sum_{n}\sum_{\substack{k \\ n\neq k}} \left[U_n^2 I_{sk}^2 - 2U_n U_k I_{sn} I_{sk}\cos(\varphi_n - \varphi_k) + U_k^2 I_{sn}^2\right]. \tag{21}$$

În fig. 5 s-au reprezentat puterile activă, reactivă și deformantă funcție de unghiul de aprindere α; de asemenea, în fig. 6 s-a reprezentat, în funcție de unghiul α, factorul de putere și factorul deformant al motorului.

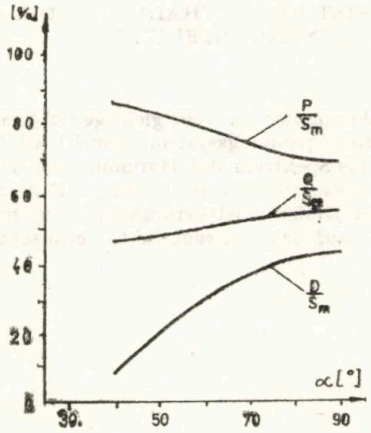


Fig. 5

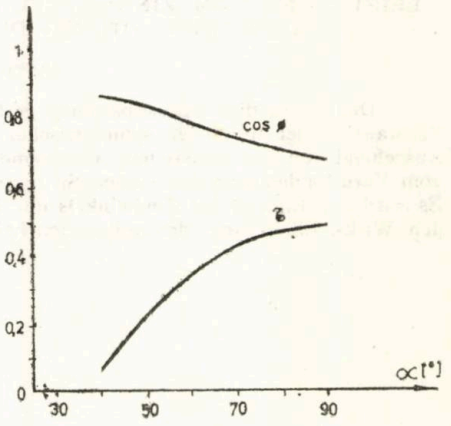


Fig. 6

6. Concluzii

În cazul motoarelor asincrone trifazate comandate prin tensiunea de alimentare de la un variator cu tiristoare, atît unda tensiunii cît și cea a curentului sînt nesinusoidale. S-a pus în evidență existența armonicilor de tensiune și de curent care constituie sisteme directe, ($n = 6g + 1$, ($g = 0, 1, 2, \ldots$)) și sisteme inverse ($n = 6g - 1$, ($g = 1, 2, \ldots$)).

Odată cu creșterea unghiului de aprindere al tiristoarelor, α, ponderea puterii generalizate deformante este mai mare, apropiindu-se ca valoare de cea a puterii reactive, factorul deformant al regimului crescînd corespunzător; factorul de putere al motorului comandat scade; conținutul ridicat de armonici de curent are drept efect o scădere a randamentului motorului; toate neajunsurile constatate limitează folosirea acestui procedeu de reglaj al vitezei motoarelor asincrone.

Primită la 13 noiembrie 1979

Institutul politehnic, Iași,
Catedra de electrotehnică, măsuri și mașini electrice

BIBLIOGRAFIE

1. Beinhold G., Wegener K., *Semiverter, ein Vierquadranten-Umrichter für Drehstrom-Rollgangmotoren.* Techn. Mitt. AEG, Telefunken, *1* (1977).
2. Takeuchi T. J., *Theory of SCR Circuit and Application to Motor Control.* Electrical Engineering College Press, Tokyo, 1968.
3. Nedelcu V. N., *Teoria conversiei electromecanice.* Ed. Tehn., Buc., 1978.
4. Chauprade R., *La vitesse variable et les automatismes dans les industries diverses. Commande électronique des moteurs à courant alternatif.* RGÉ, *10* (1976).
5. Gheorghiu I. S., Fransua A. S., *Tratat de mașini electrice.* Vol. III, *Mașini asinerone.* Ed. Acad. R.S.R., Buc., 1971.
6. Голубев М. И., *Тиристорные электроприводы.* Киев, 1976.

ÜBER DER ABHÄNGIGKEIT DER WIRK-, BLIND- UND DEFORMIERENDEN LEISTUNGEN VOM ZINDWINKEL EINER TYRISTHORENSCHALTUNG DIE ASYNCHRONMOTOREN DURCH DIE SPANNUNG STEUERT

(Zusammenfassung)

Der durch die Speisespannung gesteuerte Asynchronmotor ist ein gleichgewichtiger Verbraucher der durch ein symmetrisches nichtsinusoidales Spannungssystem gespeist wird. Ausgehend von den klassischen Analysemethoden wird das Spektrum der Harmonischen der vom Variator heraussgekommenen Spannung und des Phasenstrommes des Motors, erläutert. Es wird der Einfluß des Zindwinkels der Tyristhoren der Drehstromsteuerungsschaltung auf den Wirk-, Blind- und deformierenden Leistungen sowie auf den Leistungsfaktor erforscht.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXVI (XXX), fasc. 1—2, 1980
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.Z. 621.316.718.5 ; 621.313.2

CONTRIBUŢII LA STUDIUL POSIBILITĂŢILOR DE REGLARE A VITEZEI MICROMOTOARELOR MAGNETOELECTRICE CU COMUTAŢIE STATICĂ

DE

I. SUCHAR

1. Introducere

Prezentul studiu se referă la un micromotor [1] alimentat de o sursă *1* de curent continuu (fig. 1), a cărei înfăşurare indusă se află pe stator şi conţine trei secţiuni (bobine) identice, cu axele decalate la cîte 120°. Rotorul motorului *2* are rol de inductor şi este constituit dintr-un magnet bipolar de formă cilindrică, magnetizat diametral.

Comutaţia secţiunilor înfăşurării induse se efectuează fără contacte, cu ajutorul unui comutator electronic *3*, realizat cu tranzistoare comandate cu impulsuri furnizate de un traductor de poziţie rotorică *4*, de tip ferorezonant [2], prevăzut cu trei bobine neliniare comandate ortogonal. Partea fixă a traductorului de poziţie rotorică este alimentată de un oscilator *5* de audiofrecvenţă.

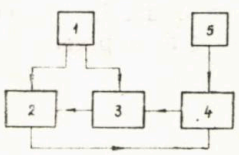


Fig. 1

Parametrii nominali ai motorului sînt : $P = 4$ W, $U = 12$ V, $n = 1\,500$ rot/min. Fiecare secţiune a înfăşurării induse este alimentată nereversibil prin conectare succesivă la sursa *1* de curent continuu numai pe durata de timp ce corespunde la cîte o treime dintr-o rotaţie completă a motorului, deci perioada de conducţie a fiecărei secţiuni a înfăşurării induse este $T_c = 2\pi/3$ radiani. Traductorul de poziţie a rotorului a fost conceput astfel încît să fie excluse poziţiile moarte pentru rotor (cînd motorul nu dezvoltă cuplu la pornire).

2. Consideraţii teoretice

În fig. 2 se reprezintă o bobină (secţiune) a înfăşurării induse, caracterizată prin rezistenţa R şi inductivitatea proprie L, conectată prin intermediul tranzistorului de putere T la sursa de curent continuu cu tensiunea U.

Conform rezultatelor din [3], fluxul magnetic total prin suprafața secțiunii înfășurării induse are expresia :

$$\psi = \frac{2N}{p} DlB_\delta \sum_{m=0}^{\infty} (-1)^m \frac{1}{(2m+1)^2} k_{bm} \cos(2m+1)\Omega t, \tag{1}$$

unde : N reprezintă numărul spirelor secțiunii de înfășurare, p — numărul perechilor de poli, D și l — diametrul, respectiv lungimea axială a inductorului, B_δ — inducția magnetică maximă în întrefierul motorului, Ω — viteza unghiulară de rotație, k_{bm} — factorul total de bobinare care se calculează cu expresia :

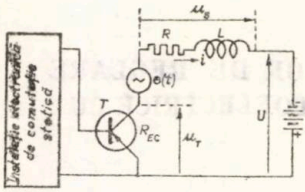


Fig. 2

$$k_{bm} = k_{zm} k_{ym}, \tag{2}$$

în care :

$$k_{zm} = \frac{\sin[(2m+1)\beta/2]}{(2m+1)\beta/2} \tag{3}$$

reprezintă factorul de zonă corespunzător armonicii de ordinul m iar

$$k_{ym} = \sin[(2m+1)\tau/2] \tag{4}$$

este factorul de scurtare a pasului τ al înfășurării, β reprezentînd zona în care este distribuită secțiunea de înfășurare.

Întrucît motorul a fost realizat cu $\tau = 2\beta = 2\pi/3$ și $p = 1$, calculele arată că în acest caz din spectrul fluxului lipsesc armonicile de ordinul 3 și multiplu de 3, iar celelalte armonici au amplitudini neînsemnate în raport cu cea a fundamentalei. În aceste condiții, pentru $0 \leqslant m \leqslant 5$, expresia (1) devine de forma :

$$\psi = 1{,}654\, N\Phi \cos \Omega t, \tag{5}$$

unde Φ este valoarea maximă a fluxului magnetic inductor.

În timpul rotirii inductorului cu unghiul $\alpha = \Omega t$, în secțiunea de înfășurare se induce tensiunea electromotoare

$$e = -\frac{d\psi}{dt} = \sqrt{2}E \sin \alpha = E_m \sin \omega t, \tag{6}$$

în care :

$$E = 0{,}122\, Nn\Phi = k_E n\Phi \tag{7}$$

reprezintă valoarea efectivă a t.e.m. induse, E_m — valoarea maximă a t.e.m., n — viteza de rotație a motorului, ω — pulsația, iar $k_E = 0{,}122\, N =$ = const.

În limitele perioadei de comutație poate fi scrisă ecuația :

$$U = u_s + u_T + \sum_{m=1}^{\infty} e_m \approx L \frac{di}{dt} + (R + R_{EC})\, i + e_s \tag{8}$$

în care: u_s reprezintă căderea de tensiune pe secțiunea de înfășurare, $u_T = R_{EC}\, i$ — căderea de tensiune pe rezistența joncțiunii emitor—colector R_{EC} a tranzistorului de putere în al cărui circuit de colector se află secțiunea de înfășurare străbătută de curentul i, iar $\sum_{m=1}^{\infty} e_m$ — suma tuturor t.e.m. induse, corespunzătoare armonicilor.

Dependența de unghiul de rotație α a tensiunilor electromotoare e, induse în secțiunile A-X, B-Y, C-Z ale înfășurării motorului, a căderii de tensiune u_T și a curentului i prin fiecare secțiune de înfășurare indusă este reprezentată în fig. 3, din care rezultă că faza inițială la cuplarea secțiunii de înfășurare este

$$\varphi_0 = \frac{1}{2}(\pi - T_c - 2\delta), \tag{9}$$

unde cu δ s-a notat unghiul dintre axa secțiunii de înfășurare parcursă de curentul i și axa neutră a polilor inductori, α_0 fiind intervalul în care tranzistorul este blocat, iar α_1 — durata procesului tranzitoriu la deblocarea și blocarea tranzistorului.

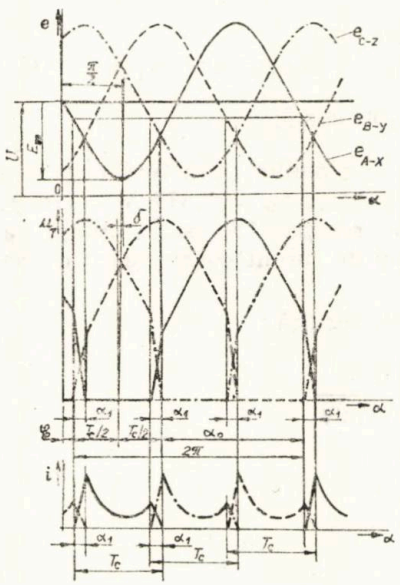


Fig 3

Se admite că: a) circuitul magnetic al motorului este nesaturat, b) se neglijează reacția indusului, c) în starea de conducție tranzistoarele de putere au rezistența $R_{EC} = 0$ iar în starea de blocare $R_{EC} = \infty$, d) duratele α_1 ale proceselor tranzitorii la deblocarea și blocarea tranzistoarelor care funcționează în regim de comutație sînt neglijabile în raport cu perioada de conducție T_c, întrucît semnalele de comandă sînt de formă, practic, dreptunghiulară.

Aplicînd principiul superpoziției, din (8) se obține următoarea expresie a curentului în funcție de unghiul α de rotație a inductorului:

$$i = \frac{U}{R}\left(1 - e^{-\frac{R}{L\omega}\alpha}\right) - \frac{E_m}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}}\left[\sin(\alpha + \varphi_0 - \varphi) - e^{-\frac{R}{L\omega}\alpha}\sin(\varphi_0 - \varphi)\right], \tag{10}$$

în care $\varphi = \operatorname{arc\,tg}(L\omega/R)$.

Conform celor stabilite în [4], la motoare cu puteri sub 10 W și viteze de rotație sub 6 000 rot/min se poate neglija reactanța $L\omega$ în raport cu rezistența R a secțiunii de înfășurare încît expresia (10) devine:

$$i = \frac{1}{R}[U - E_m \sin(\alpha + \varphi_0)]. \tag{11}$$

Valoarea medie a curentului absorbit de secţiunea înfăşurării induse, în intervalul T_c de conducţie a tranzistorului de putere corespunzător, este :

$$I = \frac{1}{2\pi}\int_0^{T_c} i\,d\alpha = \frac{1}{2\pi}\left\{\frac{U}{R}T_c - \frac{E_m}{R}[\cos\varphi_0 - \cos(T_c + \varphi_0)]\right\}. \tag{12}$$

Introducînd egalitatea (9) în expresia (12), rezultă :

$$I = \frac{U}{R}\left(\frac{T_c}{2\pi} - \frac{E_m}{\pi U}\sin\frac{T_c}{2}\cos\delta\right). \tag{13}$$

Cu ipotezele simplificatoare introduse, ecuaţia (8) conduce la expresia vitezei de rotaţie a motorului de c.c. :

$$n = \frac{U - RI}{k_E\Phi}. \tag{14}$$

Cuplul electromagnetic mediu dezvoltat de motor are expresia [3] :

$$M = k_M\Phi I\sin\theta = k_M\Phi I\cos\delta, \tag{15}$$

unde $\theta = \pi/2 + \delta$ reprezintă unghiul dintre axa polilor inductorului şi axa secţiunii de înfăşurare străbătută de curentul I, iar $k_M = 1{,}377\,N = \text{const.}$ Pentru $\theta = \pi/2 = \text{const.}$, deci pentru $\delta = 0$, relaţia (15) este analogă cu expresia cuplului electromagnetic al motorului de curent continuu cu colector şi perii calate pe axa neutră.

Introducînd expresia (15) în relaţia (14), rezultă :

$$n = \frac{U}{k_E\Phi} - \frac{RM}{k_E k_M\Phi^2\sin\theta}, \tag{16}$$

sau

$$n = n_0 - \Delta n, \tag{17}$$

în care :

$$n_0 = \frac{U}{k_E\Phi} \tag{18}$$

reprezintă viteza de funcţionare în gol ideal (cînd $M = 0$), iar

$$\Delta n = \frac{RI}{k_E\Phi} = \frac{RM}{k_E k_M\Phi^2\sin\theta} \tag{19}$$

este căderea de viteză (cînd $M > 0$).

Relaţiile (14) şi (16) arată că, analog ca la motoarele de curent continuu cu colector, şi la micromotoarele magnetoelectrice cu comutaţie statică viteza de rotaţie depinde de cuplul la arbore şi poate fi modificată variind

tensiunea de alimentare, rezistența totală a circuitului sau fluxul magnetic inductor. Totuși, asupra fluxului inductor nu se poate interveni eficient la motoarele magnetoelectrice (fără contacte) decît cu prețul unor mari complicații de ordin constructiv. Metoda aceasta poate fi utilizată însă la motoare de c.c. cu comutație statică prevăzute cu excitație electromagnetică. În [4] se dau unele detalii asupra acestor procedee de modificare a vitezei de rotație.

Dacă în (14) se introduce expresia (13), rezultă :

$$n = \frac{n_0 (1 - T_c/2\pi)}{1 - \frac{1}{\pi} \sin (T_c/2) \cos \delta} . \tag{20}$$

Așadar, reglarea vitezei micromotoarelor magnetoelectrice cu comutație statică poate fi realizată folosind și o metodă cu impulsuri, care constă în modificarea perioadei de conducție T_c a tranzistoarelor de putere utilizate la construcția comutatorului (dispozitivului de comutație statică), deci a mărimii curentului din înfășurarea indusă.

În fig. 4 se reprezintă o familie de caracteristici $n/n_0 = f(T_c)$ la $\delta =$ $=$const., calculate cu relația (20). Se remarcă faptul că pentru $\delta = 0$ și $0° \leqslant T_c \leqslant 60°$ motorul posedă o viteză foarte apropiată de cea de funcționare în gol ideal. Pentru $\delta = 90°$ caracteristica $n/n_0 = f(T_c)$ este o dreaptă.

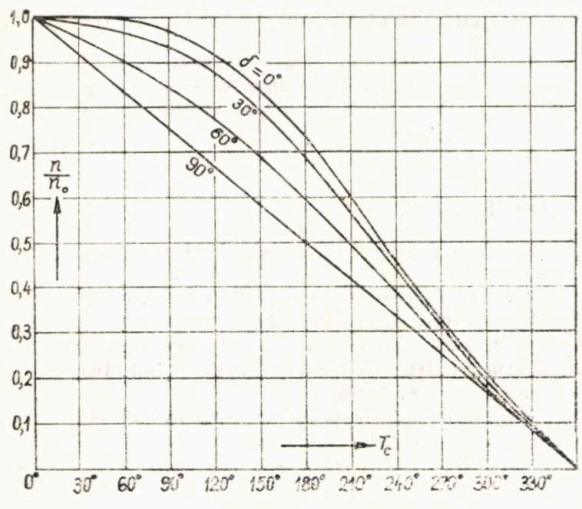


Fig. 4

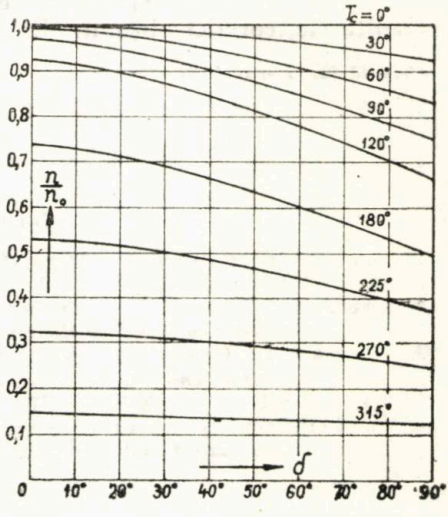


Fig. 5

Dacă $T_c < 2\pi/3$ radiani apar pauze în alimentarea secțiunilor înfășurării, cînd motorul studiat nu dezvoltă cuplu, iar dacă $T_c > 2\pi/3$ radiani viteza scade simțitor din cauză că sînt alimentate permanent cel puțin două secțiuni de înfășurare, una dintre ele contribuind la apariția

unui cuplu de frînare. Pentru $T_c = 2\pi$ radiani cuplul de rotație rezultant este nul.

În fig. 5 este reprezentată dependența vitezei relative n/n_0 de unghiul intern δ, pentru diverse valori constante ale perioadei de conducție T_c. Pentru o valoare T_c dată (diferită de zero), viteza motorului scade cu creșterea unghiului intern δ. De asemenea, viteza scade cu creșterea intervalului de conducție T_c, cînd δ se menține constant.

3. Concluzii

1. Se deduce, pentru prima dată, expresia vitezei motoarelor magnetoelectrice cu comutație statică în funcție de perioada de conducție T_c și de unghiul intern δ.

2. La cuplu constant pe arbore, viteza de rotație a acestor motoare depinde de : a) tensiunea U de alimentare, b) rezistența totală R a circuitului indusului, c) fluxul magnetic inductor Φ, d) unghiul intern δ, e) perioada de conducție T_c a tranzistoarelor de putere înseriate cu secțiunile înfășurării induse.

3. Reglarea vitezei de rotație prin metoda impulsurilor, deci pe seama modificării perioadei de conducție T_c, precum și prin metoda variației unghiului intern δ, este aplicabilă dacă sînt posibile intervenții asupra traductorului de poziție a rotorului.

4. Încercările experimentale efectuate pe motorul realizat confirmă rezultatele teoretice obținute. Ele vor constitui obiectul unei lucrări viitoare.

Primită la 12 mai 1979

Institutul politehnic, Iași,
Catedra de electrotehnică, măsuri și mașini electrice

BIBLIOGRAFIE

1. Suchar I., Crețu A., *Motor electric de curent continuu cu comutație fără contacte.* Brevet R.S.R., Nr. *56 097*, 6 ianuarie 1973.
2. Suchar I., Crețu A., *Traductor ferorezonant de poziție pentru comanda motoarelor electrice cu comutație electronică.* Electrotehnica, **20**, *7*, 269–272 (1972).
3. Suchar I., Crețu A., Șerban Gh., Lucanu-Crețu El., *Asupra cuplului electromagnetic al micromotoarelor magnetoelectrice cu comutație statică.* Bul. Inst. polit., Iași, **XXIV (XXVIII)**, *1–2*, s. III, 41–46 (1978).
4. Vasiliu Gh., Suchar I., Șerban Gh., *Micromotoare de curent continuu cu comutație statică.* Ed. Tehn. Buc., 1976.

CONTRIBUTIONS À L'ÉTUDE DES POSSIBILITÉS DE RÉGLAGE DE LA VITESSE DES MICROMOTEURS MAGNÉTOÉLECTRIQUES À COMMUTATION STATIQUE

(Résumé)

On déduit l'expression de la vitesse des micromoteurs magnétoélectriques à commutation statique et on étudie l'influence de la période de conduction T_c et de l'angle interne δ sur la vitesse de rotation.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXVI (XXX), fasc. 1—2, 1980
Secția III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.Z. 538.567.4

METODĂ ALGEBRICĂ PENTRU STUDIUL CONDIȚIILOR DE NEDISTORSIONARE A SEMNALELOR MODULATE ÎN AMPLITUDINE

DE

CORNELIU BOȚAN

1. Introducere

În lucrarea de față se analizează trecerea semnalelor modulate armonic în amplitudine prin elemente liniare și condițiile care trebuie îndeplinite pentru a se asigura nedistorsionarea semnalului util. Studiul se întreprinde pe baza unei metode algebrice, prin reprezentarea simbolică a semnalelor prin elemente ale unor algebre peste corpul real. Metoda simbolică a fost expusă pentru prima dată în [1] și reluată sub diverse aspecte în alte lucrări, printre care [2], [3]. Studiul are în vedere, în primul rînd, condițiile specifice ale transmiterii semnalelor modulate din cadrul servomecanismelor de curent alternativ, dar este aplicabil și pentru alte situații în care se admit aceleași ipoteze de calcul.

Se consideră un semnal modulat în amplitudine

$$h(t) = u(t) \sin(\omega t + \varphi), \tag{1}$$

unde ω este pulsația semnalului purtător, aplicat unui element liniar cu funcția de transfer $w(s)$. La ieșire se obține [4] semnalul:

$$y(t) = a(t) \sin(\omega t + \varphi) + b(t) \cos(\omega t + \varphi) \tag{2}$$

sau

$$y(t) = A(t) \sin[\omega t + \varphi + \psi(t)], \tag{3}$$

în care

$$a(t) = \mathcal{L}^{-1}\left[\frac{w(s + j\omega) + w(s - j\omega)}{2} u(s)\right], \quad b(t) = \mathcal{L}^{-1}\left[\frac{[w(s + j\omega) - w(s - j\omega)}{2j} u(s)\right], \tag{4}$$

$\mathcal{L}^{-1}$ fiind operatorul transformatei Laplace inverse, $j^2 = -1$ și

$$A(t) = \sqrt{a^2(t) + b^2(t)}, \quad \psi(t) = \operatorname{arc\,tg} \frac{b(t)}{a(t)}. \tag{5}$$

Prezența celor două semnale în cuadratură, din relația (2), indică distorsionarea înfășurătoarei, iar defazajul variabil $\psi(t)$ din relația (3) pune în evidență apariția unei modulații de fază. Aceste fenomene determină deformarea informației utile și, ca atare, ele nu sînt de dorit.

Condiția de absență a modulației de fază este tg $\psi(t) = \text{const.}$ și dacă în plus $b(t) = 0$, se asigură și nedistorsionarea înfășurătoarei. Relația (4) arată că în acest scop este necesar ca

$$w(s + j\omega) = w(s - j\omega), \tag{6}$$

ceea ce indică faptul că semnalul nu este distorsionat atunci cînd caracteristicile atenuare—frecvență și fază—frecvență ale elementului liniar prezintă simetrie în raport cu pulsația purtătoare.

2. Reprezentarea simbolică a transferului liniar al semnalelor modulate

După cum se arată în [1], funcțiile $f(t)$ care sînt soluții ale ecuațiilor diferențiale liniare de ordin n sînt reprezentabile simbolic prin elemente ale unei algebre A_n de ordin n, în următorul sens: funcția $f(t)$ și derivata sa $df(t)/dt$ sînt reprezentate simbolic de elementele $w = \sum_{i=1}^{n} a_i \varepsilon_i$ și $w^* = \sum_{i=1}^{n} a_i^* \varepsilon_i$ ale algebrei A_n (cu $a_i, a_i^* \in R$ și ε_i — elemente ale bazei algebrei A_n), astfel încît

$$w^* = \mathrm{d}w, \tag{7}$$

unde $\mathrm{d} = \sum_{i=1}^{n} \delta_i \varepsilon_i \in A_n$, numit operator de derivare, este același pentru clasa respectivă de funcții.

În cele ce urmează se va atașa semnul $\wedge$ tuturor elementelor algebrelor, cu excepția elementelor bazei.

Dintre corespondențele indicate în [1] și care interesează în prezenta lucrare, se menționează algebra de ordinul IV, produs direct a două algebre complexe de ordin II, cu tabela de înmulțire:

(8)

	ε_1	ε_2	ε_3	ε_4
ε_1	ε_1	ε_2	ε_3	ε_4
ε_2	ε_2	$-\varepsilon_1$	ε_4	$-\varepsilon_3$
ε_3	ε_3	ε_4	$-\varepsilon_1$	$-\varepsilon_2$
ε_4	ε_4	$-\varepsilon_3$	$-\varepsilon_2$	ε_1

și operatorul de derivare

$$\hat{\mathrm{d}} = \delta\varepsilon_1 + p\varepsilon_2 + \omega\varepsilon_3, \tag{9}$$

pentru care se obține:

$$\hat{w} = \sum_{i=1}^{4} a_i \varepsilon_i \Leftrightarrow f(t) = e^{\delta t}(a_1 \sin pt \sin \omega t + a_2 \cos pt \sin \omega t + a_3 \sin pt \cos \omega t + a_4 \cos pt \cos \omega t). \tag{10}$$

Elementele la care

$$a_1 a_4 = a_2 a_3 \tag{11}$$

se numesc elemente de tip special și în acest caz

$$f(t) = A e^{\delta t} \sin(pt + \psi) \sin(\omega t + \varphi), \tag{12}$$

în care

$$\begin{cases} a_1 = A \cos\psi \cos\varphi, & a_2 = A \sin\psi \cos\varphi, \\ a_3 = A \cos\psi \sin\varphi, & a_4 = A \sin\psi \sin\varphi \end{cases} \tag{13}$$

sau

$$A = \sqrt{a_1^2 + a_2^2 + a_3^2 + a_4^2}, \quad \operatorname{tg}\psi = \frac{a_2}{a_1} = \frac{a_4}{a_3}, \operatorname{tg}\varphi = \frac{a_3}{a_1} = \frac{a_4}{a_2}. \tag{14}$$

Orice element al acestei algebre de ordinul IV se poate scrie ca sumă a două elemente de tip special, funcția reprezentată putînd fi scrisă și sub forma

$$f(t) = A_1 \sin(pt + \gamma_1) \sin(\omega t + \gamma_2) + A_2 \cos(pt + \gamma_1) \cos(\omega t + \gamma_2), \tag{15}$$

deci ca o suprapunere a două oscilații cu modulație simplă a amplitudinii, cu fazele modulație și oscilației în cuadratură.

În lucrarea de față se vor considera modulații armonice simple, adică semnale de forma

$$h(t) = A \sin(pt + \psi) \sin(\omega t + \varphi), \tag{16}$$

în care ω este pulsația oscilației, iar p — pulsația modulației. Aceste semnale sînt reprezentabile prin elemente ale algebrei de ordinul IV considerate, la care $\delta = 0$ și deci operatorul de derivare este

$$\hat{d} = p\varepsilon_2 + \omega\varepsilon_3. \tag{17}$$

Răspunsul în regim permanent al unui element liniar, excitat cu un semnal reprezentabil printr-un element al unei algebre, este o funcție reprezentabilă printr-un element al aceleiași algebre. Raportul dintre elementele care reprezintă simbolic ieșirea și intrarea elementului liniar se numește *transferanță* și se poate deduce din funcția de transfer, prin înlocuirea formală a variabilei complexe s cu operatorul de derivare d. Algebra utilizată depinde de natura mărimii de intrare.

Deci, pentru un element liniar cu funcția de transfer $w(s)$ transferanța este $w(\mathrm{d}) \equiv \hat{w}(\mathrm{d})$; înlocuind expresia (17) a operatorului de derivare în expresia transferanței, se obține — după efectuarea calculelor — o relație care poate fi adusă la forma :

$$\hat{w} = \frac{\beta_1\varepsilon_1 + \beta_2\varepsilon_2 + \beta_3\varepsilon_3 + \beta_4\varepsilon_4}{\alpha_1\varepsilon_1 + \alpha_2\varepsilon_2 + \alpha_3\varepsilon_3 + \alpha_4\varepsilon_4}. \tag{18}$$

În calcule este util ca transferanța să fie obținută sub forma

$$\hat{w} = w_1\varepsilon_1 + w_2\varepsilon_2 + w_3\varepsilon_3 + w_4\varepsilon_4. \tag{19}$$

În [3] se arată că componentele elementului $\hat{w}$ sînt de forma $w_i = \delta_i / N$, $(i = 1, 2, 3, 4)$, unde

$$\begin{cases} N = c_1^2 - c_4^2, \ \delta_1 = c_1\gamma_1 - c_4\gamma_4, \ \delta_2 = c_1\gamma_2 + c_4\gamma_3, \\ \delta_3 = c_1\gamma_3 + c_4\gamma_2, \ \delta_4 = c_1\gamma_4 - c_4\gamma_1, \\ c_1 = \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 + \alpha_4^2, \ c_4 = 2(\alpha_1\alpha_4 - \alpha_2\alpha_3), \\ \gamma_1 = \alpha_1\beta_1 + \alpha_2\beta_2 + \alpha_3\beta_3 + \alpha_4\beta_4, \ \gamma_2 = \alpha_1\beta_2 - \alpha_2\beta_1 + \alpha_3\beta_4 - \alpha_4\beta_3, \\ \gamma_3 = \alpha_1\beta_3 + \alpha_4\beta_2 - \alpha_3\beta_1 - \alpha_4\beta_2, \ \gamma_4 = \alpha_1\beta_4 - \alpha_2\beta_3 - \alpha_3\beta_2 + \alpha_4\beta_1. \end{cases} \tag{20}$$

Dacă $h(t)$ de forma (16) reprezintă semnalul de intrare, iar $y(t)$ semnalul de ieşire dintr-un element liniar cu funcţia de transfer $w(s)$, atunci se poate scrie relaţia pentru regim permanent

$$\hat{y} = \hat{h}\hat{w} \tag{21}$$

dintre corespondenţii algebrici (imaginile hipercomplexe) ai funcţiilor $h(t)$ şi $y(t)$, în care

$$\hat{h} = \sum_{i=1}^{4} h_i \varepsilon_i \text{ şi } \hat{y} = \sum_{i=1}^{4} y_i \varepsilon_i. \tag{22}$$

Conform tabelei de înmulţire (8) se obţine:

$$\begin{cases} y_1 = w_1h_1 - w_2h_2 - w_3h_3 + w_4h_4, & y_2 = w_1h_2 + w_2h_1 - w_3h_4 - w_4h_3, \\ y_3 = w_1h_3 - w_2h_4 + w_3h_1 - w_4h_2, & y_4 = w_1h_4 + w_2h_3 + w_3h_2 + w_4h_1. \end{cases} \tag{23}$$

3. Condiţii generale de absenţă a distorsiunilor

Pentru ca semnalul de ieşire $y(t)$ să fie nedistorsionat, deci să nu conţină două componente în cuadratură (relaţiile (2) şi (15)), este necesar ca $\hat{y}$ să fie un element de tip special, adică

$$y_1y_2 = y_2y_3 \tag{24}$$

şi din (23) şi (24) rezultă, în urma calculelor:

$$(h_1h_4 - h_2h_3)(w_1^2 + w_2^2 + w_3^2 + w_4^2) + (h_1^2 + h_2^2 + h_3^2 + h_4^2)(w_1w_4 - w_2w_3) = 0. \tag{25}$$

Considerînd că semnalul de intrare este nedistorsionat, deci reprezentabil printr-un element de tip special ($h_1h_4 = h_2h_3$), condiţia (25) devine:

$$w_1w_4 - w_2w_3 = 0, \tag{26}$$

deci, pentru a nu se introduce distorsiuni, transferanţa elementului liniar trebuie să fie un element de tip special al algebrei.

Pentru transferanţele scrise sub forma (18) aceasta însea mnă:

$$(\alpha_1\alpha_4 - \alpha_2\alpha_3)(\beta_1^2 + \beta_2^2 + \beta_3^2 + \beta_4^2) - (\beta_1\beta_4 - \beta_2\beta_3)(\alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 + \alpha_4^2) = 0. \tag{27}$$

Reprezentarea algebrică a semnalelor modulate armonic în amplitudine pune în evidenţă existenţa a patru componente pentru semnalul de ieşire din elementul liniar; acestea sînt legate bineînţeles de cele două componente de pulsaţii $p \pm \omega$ care se pun în evidenţă în reprezentările obişnuite [4]. Pentru a deduce această legătură, se consideră transformata Laplace a expresiilor (4) şi apoi se înlocuieşte $s = jp$, obţinîndu-se:

$$\begin{cases} a(jp) = \dfrac{w_r(p+\omega) + jw_i(p+\omega) + w_r(p-\omega) + jw_i(p-\omega)}{2}\, u(jp), \\ b(jp) = \dfrac{w_r(p+\omega) + jw_i(p+\omega) - w_r(p-\omega) - jw_i(p-\omega)}{2j}\, u(jp), \end{cases} \tag{28}$$

unde cu w_r și w_i s-au notat partea reală și respectiv imaginară a factorului de amplificare complex. Ținînd cont de reprezentarea în complex, $u(jp)$, a mărimilor armonice și de reprezentarea simbolică a acestor mărimi indicată în [1] (această reprezentare se poate deduce din cea a semnalelor cu modulație simplă în amplitudine, considerînd operatorul de derivare de forma $d = p\varepsilon_2$), rezultă :

$$(29)\quad \begin{cases} w_1 = \frac{1}{2}[w_r(p+\omega) + w_r(p-\omega)], & w_2 = \frac{1}{2}[w_i(p+\omega) + w_i(p-\omega)], \\ w_3 = \frac{1}{2}[w_i(p+\omega) + w_i(p+\omega)], & w_3 = \frac{1}{2}[w_r(p-\omega) + w_r(p+\omega)], \end{cases}$$

sau

$$(30)\quad \begin{cases} w_r(p-\omega) = w_1(p,\omega) + w_4(p,\omega), & w_r(p+\omega) = w_1(p,\omega) - w_4(p,\omega), \\ w_i(p-\omega) = w_2(p,\omega) + w_3(p,\omega), & w_i(p+\omega) = w_2(p,\omega) + w_3(p,\omega). \end{cases}$$

Ținînd cont de relația (29), condiția (26) devine :

$$(31)\qquad w_r^2(p+\omega) + w_i^2(p+\omega) = w_r^2(p-\omega) + w_i^2(p-\omega),$$

care pune în evidență faptul că pentru ca elementul liniar să nu introducă distorsiuni, este necesar și suficient ca atenuările pentru pulsațiile $\omega + p$ și $\omega - p$ să fie egale.

Această condiție este mai puțin restrictivă decît condiția (6) indicată în [4], care impune în plus și simetria caracteristicii fază — frecvență față de pulsația purtătoare ω. Pornind de la condiția (6) s-ar ajunge la $w_3 = w_4 = 0$, care este evident un caz particular al relației (26). Metoda algebrică pune în evidență faptul că absența distorsiunilor la trecerea semnalelor modulate armonic în amplitudine prin elemente liniare este caracteristică unei clase mai largi de elemente decît cele evidențiate de metodele frecvențiale. De fapt această extindere are în vedere numai elementele cu fază neminimă, întrucît la cele cu fază minimă caracteristica atenuare—frecvență determină în mod unic caracteristica fază — frecvență și ca atare, relațiile (6) și (26) sînt satisfăcute simultan.

4. Condiții de nedistorsionare pentru structuri și elemente tipice

Pentru o anumită structură, constituită din mai multe elemente liniare, determinarea condițiilor de nedistorsionare a semnalului util se poate realiza prin deducerea funcției de transfer și apoi a transferanței de ordinul IV, după care se impune o condiție de forma (26). Este util însă de studiat condiția de nedistorsionare, pornind de la transferanța fiecărui element component și acest studiu se întreprinde în cele de mai jos.

a) Pentru conexiunea serie, transferanța ansamblului este produsul transferanțelor elementare. În cazul a două elemente conectate serie se poate folosi relația (21), interpretînd $\hat{h}$ și $\hat{w}$ ca transferanțele elementelor,

iar $\hat{y}$ ca transferanţa ansamblului. Condiţia generală de absenţă a distorsiunilor este de forma (24) sau (25). Cazul cel mai simplu este cel a două elemente care nu introduc distorsiuni, deci transferanţele sînt elemente de tip special ale algebrei şi, ca atare, relaţia (25) este satisfăcută.

b) Pentru conexiunea paralel, funcţia de transfer şi transferanţa ansamblului sînt suma funcţiilor de transfer, respectiv transferanţelor elementare. În cazul a două elemente cu transferanţele $\hat{u}$ şi $\hat{v}$, transferanţa ansamblului este $\hat{w} = \hat{u} + \hat{v}$ şi condiţia (26) devine:

$$(u_1 + v_1)(u_4 + v_4) - (u_2 + v_2)(u_3 + v_3) = 0. \tag{32}$$

Dacă elementele componente nu introduc distorsiuni, relaţia (32) este satisfăcută dacă în plus

$$\frac{u_1}{v_1} = \frac{u_2}{v_2} = \frac{u_3}{v_3} = \frac{u_4}{v_4}, \tag{33}$$

ceea ce dovedeşte că cele două elemente trebuie să fie de acelaşi tip, raportul transferanţelor acestora fiind o constantă.

c) Pentru conexiunea prin reacţie a două elemente cu funcţiile de transfer $u(s)$ şi $v(s)$ şi transferanţele $\hat{u}$ şi $\hat{v}$, funcţia de transfer a ansamblului este $w(s) = u(s)/[1 + u(s)\,v(s)]$, iar transferanţa acestuia este

$$\hat{w} = \frac{u_1\varepsilon_1 + u_2\varepsilon_2 + u_3\varepsilon_3 + u_4\varepsilon_4}{(1 + r_1)\,\varepsilon_1 + r_2\varepsilon_2 + r_3\varepsilon_3 + r_4\varepsilon_4}, \tag{34}$$

unde $\hat{r} = \sum_{i=1}^{4} r_i\varepsilon_i = \hat{u}\hat{v}$ şi componentele r_i se calculează cu ajutorul relaţiei (23). Aplicînd condiţia (27) transferanţei (34), rezultă că ansamblul nu introduce distorsiuni dacă

$$[(1+r_1)r_4 - r_2r_3](u_1^2+u_2^2+u_3^2+u_4^2) - (u_1u_4 - u_2u_3)[(1+r_1)^2+r_2^2+r_3^2+r_4^2] = 0. \tag{35}$$

Dacă blocul de pe legătura directă nu introduce distorsiuni, $u_1u_4 = u_2u_3$, şi atunci condiţia (35) devine

$$(1 + r_1)\,r_4 - r_2r_3 = 0. \tag{36}$$

Calculînd componentele r_i, $(i = 1, 2, 3, 4)$, cu ajutorul relaţiei (23), expresia (36) devine:

$$(u_1v_4 + u_2v_3 + u_3v_2 + u_4v_1)^2 + (v_1v_4 - v_2v_3)(u_1^2 + u_2^2 + u_3^2 + u_4^2) + \\ + (u_1u_4 - u_2u_3)(v_1^2 + v_2^2 + v_3^2 + v_4^2) = 0$$

şi de aici

$$(u_1v_4 + u_2v_3 + u_3v_2 + u_4v_1)^2 + (v_1v_4 - v_2v_3)(u_1^2 + u_2^2 + u_3^2 + u_4^2) = 0. \tag{37}$$

Dacă în plus şi blocul de pe legătura de reacţie nu introduce distorsiuni, rămîne de îndeplinit condiţia

$$u_1v_4 + u_2v_3 + u_3v_2 + u_4v_1 = 0. \tag{38}$$

Calculele conduc, în acest caz, la :

$$\frac{u_1}{v_1} = \frac{u_2}{v_2} = -\frac{u_3}{v_3} = -\frac{u_4}{v_4}, \tag{39}$$

ceea ce impune, conform relației (29), ca părțile reale ale factorilor de amplificare complecși ai celor două elemente să fie proporționale, iar cele imaginare să fie proporționale și de semn opus.

d) Avînd în vedere posibilitățile de apreciere a comportării structurilor complexe pe baza analizei transferanțelor elementare, este util să se studieze pentru o astfel de transferanță condițiile de absență a distorsiunilor Se consideră funcția de transfer de forma :

$$w(s) = \frac{b_2s^2 + b_1s + b_0}{a_2s^2 + a_1s + a_0}, \tag{40}$$

căreia îi corespunde transferanța de ordinul IV :

$$\hat{w} = \frac{[b_0 - b_2(p^2 + w^2)]\,\varepsilon_1 + b_1p\varepsilon_2 + b_1\omega\varepsilon_3 + 2b_2p\omega\varepsilon_4}{[a_0 - a_2(p^2 + \omega^2)]\,\varepsilon_1 + a_1p\varepsilon_2 + a_1\omega\varepsilon_3 + 2a_2p\omega\varepsilon_4}. \tag{41}$$

Aplicînd condiția (27) de nedistorsionare a semnalului util și aducînd (40) la o formă în care $a_2 = b_2$, se obține :

$$a_2^2[2a_2(b_0 - a_0) + (a_1^2 - b_1^2)]\,(p^2 - \omega^2)^2 + 2a_2^2(a_0^2 - b_0^2)\,(p^2 + \omega^2) + \\ + 2a_2(b_0 - a_0)a_0b_0 + a_0^2b_1^2 - b_0^2a_1^2 = 0. \tag{42}$$

Relația (42) poate fi satisfăcută doar aproximativ, numai în ipoteza frecvent acceptată în care $p \ll \omega$; în acest caz se obține (pentru $a_2 = 1$) :

$$[2(b_0 - a_0) + (a_1^2 - b_1^2)]\,\omega^4 + 2(a_0^2 - b_0^2)\omega^2 + 2a_0b_0(b_0 - a_0) + a_0^2b_1^2 - b_0^2a_1^2 = 0. \tag{43}$$

Condiția (43) poate fi verificată numai dacă există un ω real și pozitiv care satisface ecuația de mai sus. Pentru o pulsație ω a purtătoarei impusă, trebuie aleși parametrii elementului conform relației (43).

Dacă se impune în plus ca $a_0 = b_0$, se găsește, în final, că relația (43) este satisfăcută dacă $\omega^2 = a_0$, condiție care este îndeplinită de circuitele utilizate frecvent pentru corecțiile în curent alternativ (de exemplu, circuite *RC* de tip dublu T sau T podit [3], [4]).

Un alt caz particular este acela în care $a_2 = b_2 = 0$. Din relația (42) se deduce $a_0^2b_1^2 - a_1^2b_0^2 = 0$. Această egalitate este satisfăcută în două situații și anume :

a) cînd $a_1b_0 = a_0b_1$ și în acest caz funcția de transfer (40) se reduce la o constantă ;

b) cînd $a_1b_0 = -a_0b_1$ și atunci, în baza relației (40) se obține expresia

$$w(s) = b_0\frac{1 - a_1s}{1 + a_1s},$$

deci un element defazor pur ; de remarcat că pentru un astfel de element nedistorsionarea se obţine pentru orice ω şi fără condiţia suplimentară $p \ll \omega$.

4. Concluzii

1. Metoda simbolică bazată pe reprezentarea semnalelor prin elemente ale unor algebre peste corpul real prezintă avantajul unui calcul mai simplu, unitar şi uşor programabil pe calculator, al transferului liniar al semnalelor modulate în amplitudine, comparativ cu metodele frecvenţiale, utilizate curent în acest scop.

2. Se pun în evidenţă condiţiile generale de nedistorsionare a semnalului util.

3. Pe baza acestor condiţii generale se pot stabili condiţiile de transmitere nedistorsionată a informaţiei utile pentru structuri şi elemente liniare particulare.

4. Pentru un ansamblu de două elemente care nu introduc distorsiuni, numai pentru conexiunea serie ansamblul nu introduce distorsiuni ; la conexiunile paralel şi reacţie trebuie asigurate condiţii suplimentare.

5. Absenţa distorsiunilor se poate realiza cu elemente cu fază minimă sau neminimă ; elementele cu fază neminimă se bucură de unele proprietăţi speciale în acest sens.

Primită la 24 aprilie 1979

Institutul politehnic, Iaşi,
Catedra de utilizările energiei electrice şi automatizări

BIBLIOGRAFIE

1. Braier A., *Utilizarea algebrelor pe corpul real în mecanica vibraţiilor.* Teză de doctorat, Inst. polit., Iaşi, 1968.
2. Braier A., *New Algebraic Method in Dynamic Systems.* Lectures held at the Cosserat Session of CISM, Udine, September-October 1972.
3. Boţan C., *Contribuţii la studiul parametrilor unor sisteme automate de urmărire (de curent alternativ).* Teză de doctorat, Inst. polit., Iaşi, 1973.
4. Solodovnikov V. V. ş.a., *Regulatoare automate şi sisteme de urmărire* (trad. din l. rusă), Ed. Tehn., Buc., 1975.

MÉTHODE ALGÉBRIQUE POUR L'ÉTUDE DES CONDITIONS DE NON-DISTORSION DES SIGNAUX MODULÉS EN AMPLITUDE

(Résumé)

On étudie les signaux modulés harmoniquement en amplitude qui circulent par des éléments linéaires et on établit les conditions de non-distorsion de ceux-ci. On utilise une méthode algébrique d'étude, basée sur la représentation symbolique des signaux par des éléments de certaines algèbres sur le corps réel.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXVI (XXX), fasc. 1—2, 1980
Secția III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.Z. 536.587

ASUPRA UNUI REGULATOR ELECTRONIC AUTOMAT TRIPOZIȚIONAL*)

DE

IOSIF OLÁH, TEOHARI GANCIU și LEOPOLD SEBASTIAN

1. Generalități

Regulatorul este destinat pentru reglarea automată a unor procese termice și în general a unor procese lente cu constante de timp de ordinul 2...20 min. El constituie rezultatul activității de cercetare integrată cu proiectarea și producția, fiind solicitat de una din întreprinderile din municipiul Iași.

2. Blocul regulator propriu-zis (fig. 1)

Acest bloc conține o punte Wheatstone formată din rezistoarele $R_4 \dots R_7$, potențiometrele de ajustare a punții $P_1 \dots P_3$, termorezistorul TR de tip Pt-100 și potențiometrul de prescriere a temperaturii P_4, gradat, evident, direct în valori ale temperaturii. Tensiunea continuă, U_ε, care constituie semnalul de eroare elaborat de punte, se aplică la intrarea primului circuit integrat, având funcția de simplu amplificator. Semnalul de eroare amplificat este măsurat de galvanometrul G. Totodată acest semnal se aplică la intrarea circuitului integrat CI_2. Ac esta, datorită reacției realizate cu condensatorul C_6, conectat cu potențiometrul P_7 și rezistorul R_{14}, are o comportare de element integrator . Timpul său de integrare poate fi modificat cu ajutorul potențiometrului P_7. Cel de al treilea circuit integrat (CI_3) este un simplu amplificator neinerțial.

Partea interesantă a acestui regulator constă în modul în care este constituit semnalul de la intrarea integratului CI_3. În fig. 2 este reprezentată o schemă electrică de principiu care conține circuitele în care acționează tensiunea $K_1 U_\varepsilon$ de la ieșirea primului integrat, tensiunea U_I de la ieșirea celui de al doilea integrat și tensiunea U_r culeasă de la potențiometrul P_9. Acest potențiometru, după cum se constată din fig. 1, este alimentat de la potențiometrul de reacție P_r, încorporat constructiv în reductorul prin intermediul căruia servomotorul bifazat, comandat de regulator, acționează elementul de execuție (ventilul de admisie a agentului termic) al sistemului

*) Prezentată la al V-lea simpozion de informatică și conducere și EXPRODINF'79, 9—12 mai 1979, Cluj-Napoca.

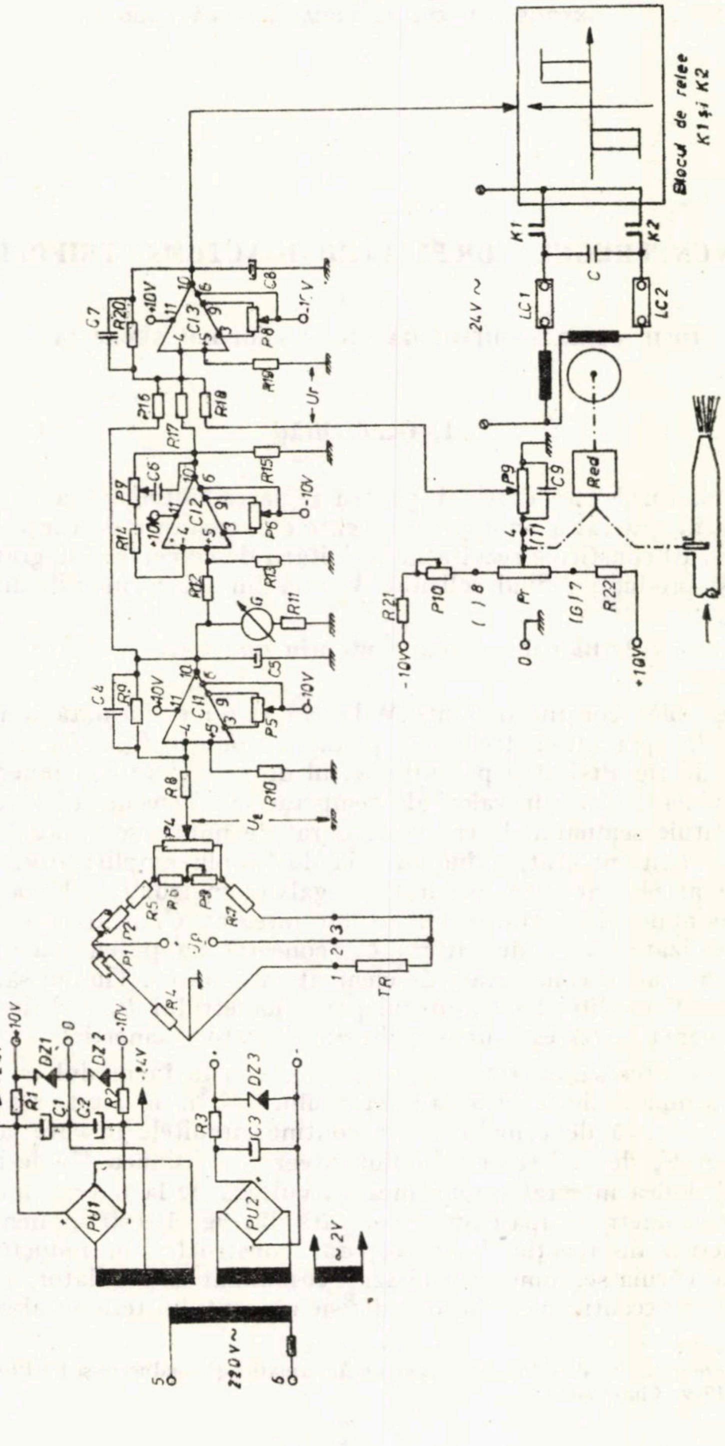


Fig. 1

de reglare respectiv. Cursorul potențiometrului P_r este acționat de către axul de ieșire al reductorului, realizînd astfel o reacție în raport cu poziția elementului de execuție. În baza fig. 2 se determină expresia tensiunii U_{iCI_3} de la intrarea celui de al treilea integrat, neglijînd curentul prin rezistența internă de intrare a lui CI_3. Circuitul electric fiind liniar se aplică

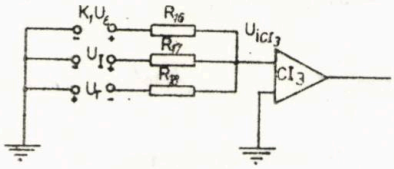


Fig. 2

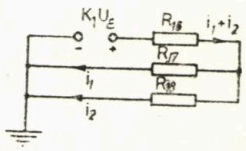


Fig. 3

metoda suprapunerii efectelor. În prima fază se consideră $U_I = U_r = 0$ (fig. 3), singura tensiune care acționează în circuit fiind K_1U_e. Se obține

$$(1)\quad i_1 + i_2 = \frac{R_{17} + R_{18}}{n} K_1U_e = a_1U_e \quad \text{cu} \quad n = R_{16}R_{17} + R_{16}R_{18} + R_{17}R_{18}.$$

și

$$(2)\qquad i_1 = \frac{R_{18}}{n} K_1U_e,\ i_2 = \frac{R_{17}}{n} K_1U_e.$$

În faza a doua se consideră că singura tensiune care acționează în circuit este U_I, celelalte două surse, cu rezistențe interne nule, avînd tensiuni nule (fig. 4). Se obține

$$(3)\qquad i_3 + i_4 = \frac{R_{16} + R_{18}}{n} U_I,\ i_3 = \frac{R_{18}}{n} U_I,\ i_4 = \frac{R_{16}}{n} U_I.$$

În faza a treia se consideră că singura sursă ce acționează în circuit este U_r, celelalte două, cu rezistențe interne nule, avînd tensiuni nule (fig. 5). Se obține

$$(4)\qquad i_5 + i_6 = \frac{R_{16} + R_{17}}{n} U_r,\quad i_5 = \frac{R_{17}}{n} U_r,\quad i_6 = \frac{R_{16}}{n} U_r.$$

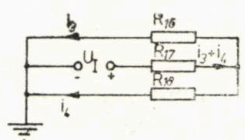


Fig. 4

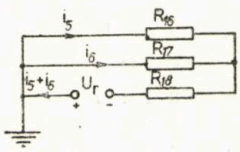


Fig. 5

Curentul rezultant prin R_{17} este așadar :

$$(5)\quad i_{R_{17}} = -i_1 + (i_3 + i_4) + i_6 = \frac{-R_{18}K_1U_e + (R_{16} + R_{18})\,U_I + R_{16}U_r}{n}.$$

Tensiunea aplicată la intrarea integratului CI_3 este deci:

$$U_{iCI3} = U_I - R_{17} i_{R_{17}} = \frac{R_{17}R_{18}K_1 U_\varepsilon + R_{16}R_{18}U_I - R_{16}R_{17}U_r}{n} \tag{6}$$

sau

$$U_{iCI3} = aU_\varepsilon + bU_I - cU_r, \tag{7}$$

unde

$$a = \frac{R_{17}R_{18}K_1}{n}, \quad b = \frac{R_{16}R_{18}}{n}, \quad c = \frac{R_{16}R_{17}}{n}. \tag{8}$$

Tensiunea de la ieșirea integratului CI_2 este proporțională cu integrala tensiunii $K_1 U_\varepsilon$:

$$U_I = \frac{K_1}{\tau_i} \int_0^t U_\varepsilon(t)\,dt, \tag{9}$$

unde τ_i este timpul de integrare al integratului CI_2. Rezultă deci că în expresia tensiunii U_{iCI3} apare o componentă proporțională cu tensiunea de eroare, o a doua componentă proporțională cu integrala ei și o a treia componentă proporțională cu tensiunea de reacție. Datorită primelor două componente regulatorul considerat este cu acțiune proporțională și integrală în raport cu tensiunea U_{iCI3}, respectiv cu tensiunea de la bornele bobinei releului, respectiv al regulatorului.

3. Blocul de relee

Schema blocului de relee este redată în fig. 6. Se observă că are un caracter simetric, tranzistoarele T_1 și T_2 fiind de tip *npn*, iar tranzistoarele T_3 și T_4, de tip *pnp*. În absența semnalului de intrare U_i tranzistoarele T_1 și T_3 sînt în stare saturată, iar T_2 și T_4 în stare blocată, deci releele K_1 și K_2 sînt neanclanșate.

Neglijînd căderea de tensiune pe tranzistoarele T_1 și T_3, potențialele emiterilor acestora vor fi

$$V_{E1} = \frac{r_9}{r_1 + r_9} E_c, \qquad V_{E3} = -\frac{r_{10}}{r_5 + r_{10}} E_c. \tag{10}$$

Pentru anclanșarea releului K_1 este necesară saturarea tranzistorului T_2, deci blocarea lui T_1. În acest scop potențialul bazei tranzistorului T_1 trebuie să devină egal cu cel al emiterului. Deci anclanșarea releului K_1 va avea loc cînd $U_i = r_9 E_c/(r_1 + r_9)$. În această situație T_3 continuă să rămînă saturat, potențialul bazei lui depărtîndu-se și mai mult de cel al emiterului său. Totodată prin blocarea lui T_1 și saturarea lui T_2 se modifică potențialul emiterilor lor căpătînd valoarea aproximativă

$$V'_{E1} = \frac{r_9}{r_9 + r_{K1}} E_c. \tag{11}$$

Pentru declanșarea releului K_1 tranzistorul T_1 trebuie să treacă din nou în starea saturată, deci potențialul bazei lui trebuie să depășească cu puțin potențialul emiterului. Așadar declanșarea va avea loc cînd $U_i = U_{id} = r_9 E_c / (r_9 + r_{K1})$. Procesul de basculare a releului este ferm datorită modificării potențialului bazei. Diferența dintre tensiunea de anclanșare și cea de declanșare, deci lățimea ciclului de histerezis, depinde în cea mai mare măsură de diferența rezistențelor r_1 și r_{K1} precum și de r_9. Prin ajustarea acesteia din urmă ciclul de histerezis al ansamblului poate fi modificat după necesitate.

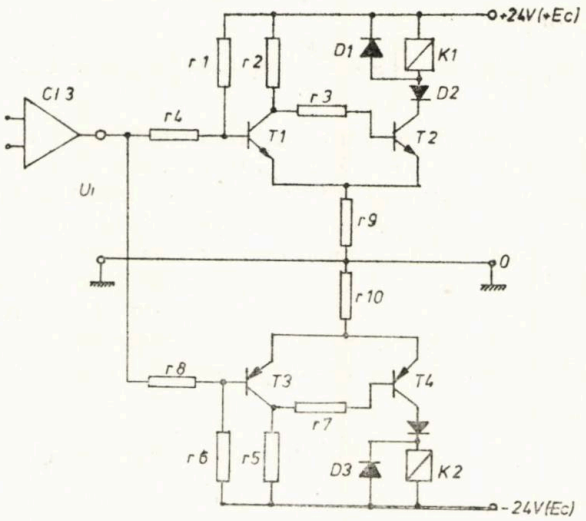


Fig. 6

Evident, în mod similar decurge și procesul de anclanșare, respectiv de declanșare a releului K_2, deosebirea constînd în faptul că tensiunile de intrare vor fi de semn schimbat.

4. Funcționarea regulatorului

Se admite cazul ideal cînd în intervalul de timp $[0, t_1]$ temperatura reglată are valoarea prescrisă și deci tensiunile U_e și U_{iCI3} sînt nule (fig. 7 *a*, *c*). În consecință servomotorul se află în repaos, tensiunea U_r, pentru o poziție dată a cursorului potențiometrului P_9, este constantă și egală cu U_{r0} (fig. 7 *b*). În acest interval de timp tensiunea U_I are valoarea constantă U_{I0}, astfel încît, conform relației (7), se obține $bU_{I0} = cU_{r0}$. Tensiunea de ieșire a integratului CI_3 este nulă. În consecință ambele relee rămîn declanșate iar servomotorul este deconectat de la rețea. Se consideră cazul în care la $t = t_1$ eroarea de reglare variază în treaptă negativă (fig. 7 *a*). În acest caz semnalul $-K_1 U_{e1}$ de la ieșirea integratului CI_1 este integrat de CI_2 astfel încît la ieșirea lui, pentru $t \geqslant t_{1i}$ se obține semnalul :

$$(12) \qquad bU_I = bU_{I0} + \frac{bK_1}{\tau_f} \int_{t_1}^{t} (-U_{s1}\, dt) = bU_{I0} - \frac{bK_1}{\tau_f} U_{s1}(t - t_1).$$

În consecință

$$(13) \qquad U_{iCI3} = -aU_{s1} + bU_{I0} - \frac{bK_1}{\tau_f} U_{s1}(t - t_1) - cU_{r0} =$$

$$= -\left[a + \frac{bK_1}{\tau_f}(t - t_1)\right] U_{s1},$$

Pentru $t = t_2$ se obține

$$(14) \qquad U_{iCI3}(t_2) = -\left[a + \frac{bK_1}{\tau_f}(t_2 - t_1)\right] U_{s1} = -U_a.$$

Variația în timp a acestei tensiuni este reprezentată în fig. 7 *c*. Dacă se consideră, pentru simplificare, că amplificarea pe care o realizează CI_3 și tranzistoarele care îl urmează este egală cu unitatea sau altfel spus, că tensiunea care se aplică pe bobina respectivului releu este egală cu U_{iCI3}, atunci în aceeași figură se poate opera cu valorile tensiunii de anclanșare și respectiv declanșare, $-U_a$ și $-U_d$. La $t = t_2$ se obține $U_{iCI3} = U_a$ și în consecință releul anclanșează conectînd motorul la rețea. Prin deplasarea cu viteză constantă a cursorului potențiometrului P_r, începînd cu t_2, variația tensiunii de reacție are loc după legea

$$(15) \qquad U_r(t) = U_{r0} - \int_{t_2}^{t} K_2\omega\, dt = U_{r0} - K_2\omega(t - t_2),$$

în care ω este viteza unghiulară a cursorului potențiometrului P_r, K_2 — un coeficient care depinde de datele constructive ale acestuia, precum și de poziția cursorului potențiometrului P_0 și de sensibilitatea acestuia. Rezultă că pentru $t_2 \leqslant t \leqslant t_3$ tensiunea U_{iCI3} are expresia :

$$(16) \qquad U_{iCI3} = -aU_{s1} + bU_{I0} - \frac{bK_1}{\tau_f} U_{s1}(t - t_1) - cU_{r0} + cK_2\omega(t - t_2) =$$

$$= -\left(aU_{s1} + cK_{or}\, t_2 - \frac{bK_1}{\tau_f} U_{s1} t_1\right) + \left(cK_{or} - \frac{bK_1}{\tau_f} U_{s1}\right) t,$$

unde

$$(17) \qquad K_{or} = K_2\omega.$$

Pentru ca în intervalul de timp $[t_2, t_3]$ tensiunea aplicată la bornele bobinei releului respectiv să scadă (în valoare absolută) este necesar ca

$$(18) \qquad cK_{or} - \frac{bK_1}{\tau_f} U_{s1} > 0,$$

adică panta dreptei după care variază tensiunea U_r în timpul funcționării servomotorului trebuie să fie mai mare decît panta dreptei după care

variază tensiunea U_I. Dacă această condiție este satisfăcută atunci începînd cu momentul $t = t_2$ tensiunea la bornele bobinei releului respectiv începe să scadă atingînd valoarea de declanșare la momentul $t=t_3$, adică :

$$(19)\quad U_{iCI3}(t_3) = -\left(aU_{\varepsilon 1} + cK_{or}t_2 - \frac{bK_1}{\tau_i}U_{\varepsilon 1}t_1\right) + \left(cK_{or} - \frac{bK_1}{\tau_i}U_{\varepsilon 1}\right)t_3 = -U_d.$$

Începînd cu momentul $t = t_3$, $U_r = U_{r1}$ iar semnalul de la intrarea lui CI_3 devine

$$U_{iCI3} = -aU_{\varepsilon 1} + bU_{I0} - \frac{bK_1}{\tau_i}U_{\varepsilon 1}(t - t_1) - cU_r(t_3) =$$

$$(20)\qquad = -aU_{\varepsilon 1} - \frac{bK_1U_{\varepsilon 1}}{\tau_i}(t - t_1) + cK_{or}(t_3 - t_2).$$

În momentul $t = t_4$ se obține din nou anclanșarea releului ș.a.m.d. În felul acesta cînd U_ε este constant se obține o funcționare intermitentă a servomotorului, cu timpi de funcționare constanți și pauze constante, ceea ce produce o deplasare „în pași" a ventilului de admisie a agentului termic și a cursorului potențiometrului P_r, așa cum se observă în fig. 7 *d*. Cînd U_ε crește, τ_i rămînînd același, semnalul de la ieșirea lui CI_2 variază cu o viteză mai mare, ceea ce în final conduce la creșterea raportului între timpul de funcționare și timpul de pauză (fig. 8). Elementul de execuție realizează deci deplasări mai mari cu pauze mai mici. Cînd U_ε este constant și la o aceeași poziție a cursorului potențiometrului P_9, modificarea raportului funcționare — pauză se realizează prin modificarea pantei dreptei U_I, deci

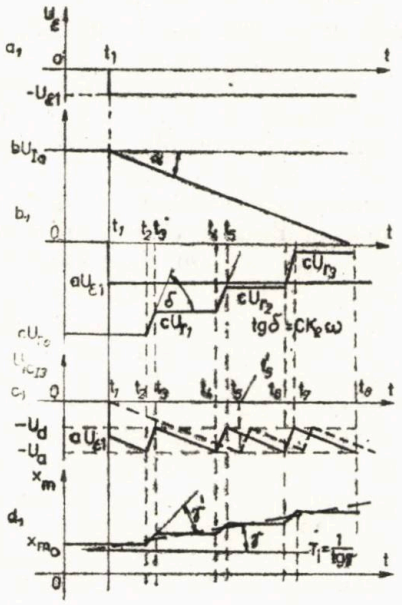


Fig. 7

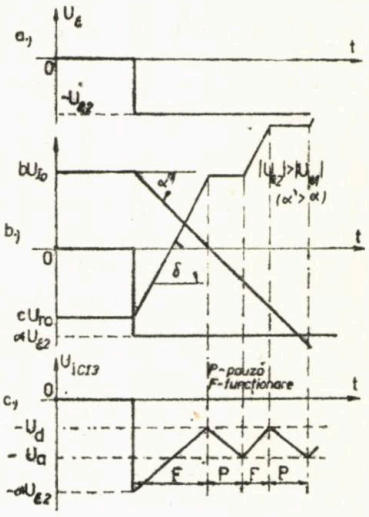


Fig. 8

a timpului de integrare a circuitului integrat CI_2, cu ajutorul potențiometrului P_7. S-a recurs la această modalitate de a modifica mărimea de execuție în pași pentru a mări timpul de integrare T_{iDRA} al dispozitivului de reglare automată prevăzut cu acest regulator, comparativ cu timpul de integrare ce s-ar obține în cazul utilizării unui regulator, cu $c = 0$, deci fără reacție după poziția elementului de execuție. Într-adevăr dacă $|aU_{\varepsilon 1}| = 1$ atunci în conformitate cu fig. 7 *d*, pentru timpul de integrare se obține în primul caz

$$T_{iDRA} = \frac{1}{\operatorname{tg}\gamma}, \tag{21}$$

iar în cazul al doilea

$$T'_{iDRA} = \frac{1}{\operatorname{tg}\gamma'}, \tag{22}$$

mult inferior față de T_{iDRA}. Acordarea timpului de integrare al dispozitivului de reglare automată se realizează modificînd timpul de integrare al circuitului integrat CI_2. Absența în relația (7) a componentei proporționale face ca variația tensiunii U_{iCI3} să se realizeze după curba trasată în fig. 7 *c* cu linie întreruptă. Releul anclanșează de abia în momentul t'_5, după care procesul decurge în pași ca și în cazul analizat. Dacă saltul de eroare este mare atunci, datorită componentei proporționale, releul anclanșează chiar în momentul apariției saltului erorii. În acest caz primul pas pe care îl face servomotorul este superior pașilor următori, ceea ce se observă clar în fig. 8 *c*.

Deoarece modificarea sensibilității proporționale impune modificarea fie a uneia din rezistențele R_{16}, R_{17}, R_{18}, fie a factorului K_1, ceea ce are drept efect modificarea timpului de integrare al regulatorului simplu, cu $c = 0$, fapt nedorit, în cadrul regulatorului analizat se renunță la modificarea factorilor K_1 și respectiv a.

În funcționarea regulatorului trebuie pus în evidență și rolul potențiometrului P_9. Cu ajutorul acestuia se realizează condițiile de referință $\varepsilon = 0$, $U_\varepsilon = 0$, $U_{I0} = 0$, la diferite sarcini termice ale obiectului reglat, respectiv la diferite grade de deschidere a ventilului de admisie a agentului termic. Se consideră că prescriind o anumită temperatură se realizează acordarea regulatorului la sarcina termică minimă a obiectului reglat. Mărimea de execuție are valoarea minimă x_{m0} (v. fig. 9 *b*). Cum condițiilor de referință amintite le corespunde $U_{r0} = U_{I0} = 0$, rezultă, în baza fig. 1, că cursorul potențiometrului P_9 se află în poziția limită de jos. Dacă se urmărește păstrarea aceleiași condiții de referință la o altă deschidere a ventilului, ceea ce corespunde unei alte sarcini termice a obiectului reglat, este necesar să se modifice în mod corespunzător poziția cursorului potențiometrului P_9. Într-adevăr admițînd că în momentul t_0 (fig. 9 *a*) tensiunea U_r înregistrează o variație în treaptă pînă la acea valoare U_{rm} care corespunde tensiunii de anclanșare a releului respectiv, la $t = t_0^+$ releul anclanșează, tensiunea U_r începe să scadă datorită deplasării cursorului potențiometrului P_r în sensul corespunzător. La $t = t_1$ se obține $U_r = U_d$, deci releul declanșează. Viteza de micșorare a tensiunii U_r în acest interval de timp este minimă deoarece constanta K_2 are valoarea minimă la care

releul anclanșează. Prin deplasarea amintită a cursorului potențiometrului P_9 se obține deci o modificare a mărimii de execuție de la x_{m0} la x_{m1}. Evident, cînd $x_m = x_{m1} > x_{m0}$ condițiile de referință amintite se obțin la o altă sarcină termică, superioară.

Dacă din poziția sa limită de jos cursorul potențiometrului P_9 este deplasat în poziția sa limită de sus ($K_2 = 1$) atunci U_r devine maxim iar releul anclanșează. De data aceasta viteza de micșorare a tensiunii U_r devine maximă iar declanșarea releului se obține la $t_2 > t_1$ cînd $x_m = x_{m2} > x_{m1}$. Rezultă deci că prin modificarea poziției cursorului potențiometrului P_9 într-un anumit domeniu se obține modificarea mărimii de execuție în limitele ventil complet închis—ventil complet deschis. Cu alte cuvinte cu potențiometrul P_9 se modifică banda de proporționalitate a dispozitivului de reglare automată. Cu ajutorul acestui potențiometru se obține însă și un alt efect, anume, la o aceeași eroare de reglare se obține o modificare a raportului între timpul de funcționare a servomotorului și timpul de pauză. Acest aspect rezultă clar din fig. 10 în care saltul de eroare este același ca în fig. 7 dar constanta K_2 are o valoare mai mică ($\delta' < \delta$). Evident în fig. 10 rezultă o altă valoare a unghiului γ față de cazul

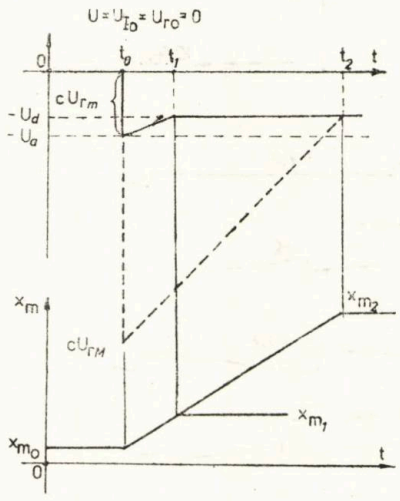


Fig. 9

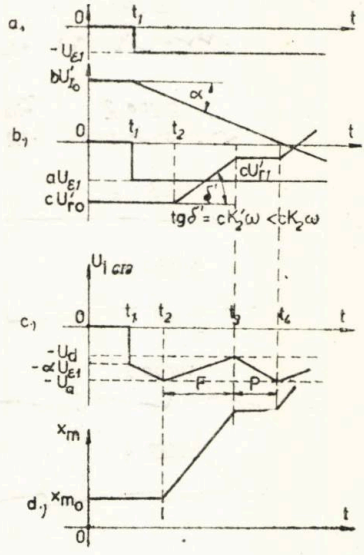


Fig. 10

reprezentat în fig. 7. Deci modificarea poziției cursorului potențiometrului P_9 modifică și timpul de integrare al dispozitivului de reglare automată. Cu toate acestea, deoarece timpul de integrare depinde și de τ_i este posibil ca prin modificarea corespunzătoare a acestuia din urmă să se obțină valoarea γ dorită, deci timpul de integrare dorit pentru dispozitivul de reglare automată.

5. Rezultatele încercărilor experimentale

Pentru a pune în evidenţă influenţa timpului de integrare al regulatorului s-a procedat astfel :

a) Cu ajutorul potenţiometrului P_9 s-a stabilit valoarea maximă a tensiunii U_r.

b) Cursorul potenţiometrului P_7 a fost aşezat în poziţia limită spre stînga (v. fig. 1), corespunzătoare timpului de integrare minim al lui CI_2.

c) Cu ajutorul unei cutii cu rezistenţe etalon s-a simulat o variaţie în treaptă a temperaturii, egală cu $+2{,}63°C$ (de la $R_{TR} = 158{,}2\ \Omega$, valoare corespunzătoare temperaturii prescrise de 150°C, la 159,2 Ω).

d) S-a înregistrat la un inscriptor $X - Y$ curba tensiunii de ieşire a circuitului integrat CI_3 alegînd pentru axa timpului o sensibilitate de 10 s/cm, iar pentru ordonată 1 V/cm. S-a obţinut astfel curba *1* din fig. 11, care corespunde închiderii ventilului. În aceleaşi condiţii s-a simulat o micşorare în treaptă a temperaturii de la 150°C la $150° - 2{,}63° = 147{,}37°C$ şi s-a obţinut în aceeaşi figură curba *2*, care corespunde închiderii ventilului.

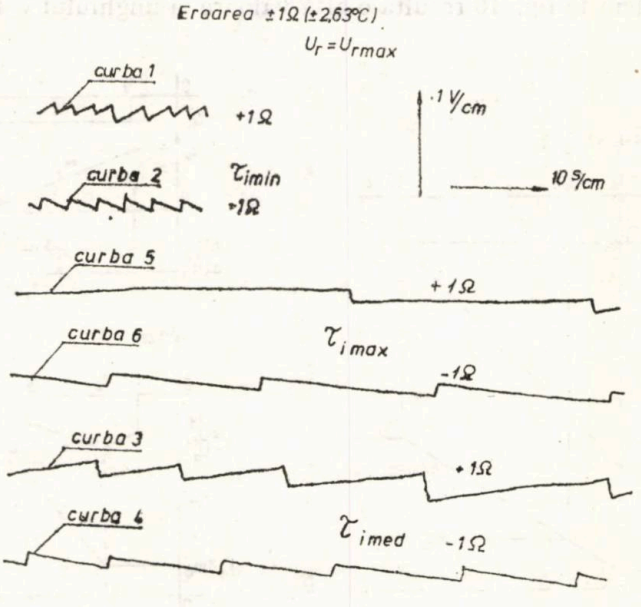


Fig. 11

e) S-au reluat apoi aceleaşi două încercări cu cursorul potenţiometrului P_7 fixat într-o poziţie medie, corespunzătoare timpului de integrare mediu al lui CI_2. S-a obţinut astfel curba *3* corespunzătoare unei erori de $+2{,}63°C$ şi curba *4* corespunzătoare erorii de $-2{,}63°C$.

f) Procedînd analog în cazul cînd cursorul potenţiometrului P_7 a fost fixat în poziţia extremă corespunzătoare timpului de integrare maxim, s-a obţinut pentru o eroare de $+1\ \Omega$ ($+2{,}63°C$) curba *5* pentru închiderea

ventilului, iar pentru o eroare de $-2{,}63°C$ curba *6* pentru deschiderea ventilului.

Toate aceste șase curbe sînt analoge curbei teoretice, trasată cu linie plină în fig. 7 *c*.

Din analiza comparativă a acestor curbe se constată că viteza de variație a tensiunii de la ieșirea lui CI_3 este de 0,038 V/s pentru curba *2*, corespunzătoare timpului de integrare τ_i minim și de 0,0057 V/s pentru curba *6*, corespunzătoare timpului de integrare maxim. Aceleași încercări au fost efectuate și în cazul unei erori de reglare de $-5{,}26°C$, respectiv $-2\ \Omega$. S-a obținut astfel, în fig. 12, curba *7* pentru τ_i minim, curba *8* pentru un același timp de integrare mediu ca și în cazul anterior și curba *9* pentru τ_i maxim. Din calcule rezultă că tensiunea de la ieșirea lui CI_3 variază practic cu o viteză dublă față de cazul erorii de $-1\ \Omega$, așa cum de altfel trebuie să fie. În fig. 13 sînt reprezentate aceleași curbe, pentru o eroare a rezistenței termorezistorului de $\pm 1\ \Omega$, dar pentru o valoare a

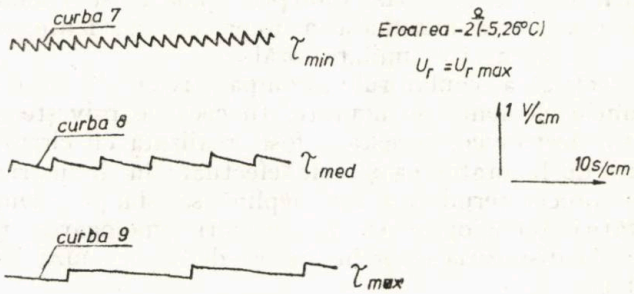


Fig. 12

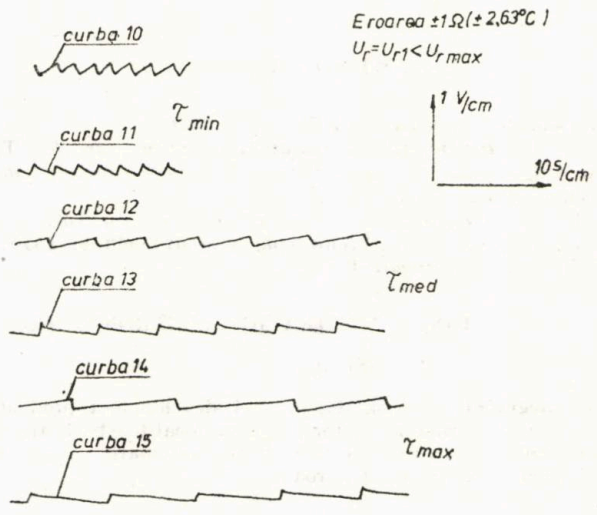


Fig. 13

tensiunii U_r mai mică. Anume, curbele *10* şi *11* sînt valabile pentru timpul de integrare minim, curbele *12* şi *13* pentru timpul de integrare mediu considerat mai înainte, iar curbele *14* şi *15* pentru timpul de integrare maxim.

Din calcule rezultă că atunci cînd eroarea este de $-2{,}63$°C tensiunea de la ieşirea integratului CI_3 variază cu 0,019 V/s şi °C cînd $\tau_i = \tau_{i\min}$ şi cu 0,003 V/s şi °C cînd $\tau_i = \tau_{i\max}$.

În concluzie se constată că prin micşorarea cu ajutorul potenţiometrului P_9 a tensiunii U_r, eroarea şi timpul de integrare al integratului CI_2 rămînînd constante, s-a obţinut o creştere a vitezei de variaţie a tensiunii de ieşire a integratului CI_3, respectiv o durată mai mică a pauzelor şi mai mare a intervalelor de funcţionare, aşa cum a rezultat şi din compararea curbelor teoretice din fig. 7 *c* şi 10 *c*.

6. Concluzii

S-a urmărit realizarea, pe baza unui principiu cunoscut, a unui regulator electronic pentru reglarea automată a unor procese lente, care să aibă performanţele regulatoarelor similare străine.

Schema electrică a regulatorului, comparativ cu alte asemenea regulatoare, aduce unele elemente de noutate. În ceea ce priveşte nivelul tehnologic al părţii electronice, aceasta a fost realizată cu circuite integrate.

Încercările de laborator ca şi cele efectuate în industrie la reglarea efectivă a unui proces termic au dat deplină satisfacţie. După aducerea unor îmbunătăţiri tehnologice se va urmări omologarea regulatorului pentru a-l pune la dispoziţia celor în drept de a organiza fabricarea lui la scară industrială.

Primită la 15 mai 1979

Institutul politehnic, Iaşi,
Catedra de utilizări electrice şi automatizări

BIBLIOGRAFIE

1. Călin S., *Regulatoare automate.* EDP, Buc., 1976.
2. Herşcovici H., *Circuite integrate în aparatura de automatizare.* Ed. Tehn., Buc., 1976.
3. Vătăşescu A. ş.a., *Circuite cu semiconductoare în industrie ; amplificatoare şi oscilatoare.* Ed. Tehn., Buc., 1971.
4. Гутников В. С., *Применение операционных усилителей в измерительной технике.* Изд. Энергия, Ленинградское отделение, 1975.
5. * * * *Honeywell Instruction Manual.* 1971.

ABOUT A TRIPOSITIONAL AUTOMATIC ELECTRONIC REGULATOR

(Summary)

The results of integrated research, design and development production materialized in a tripositional automatic electronic regulator based on local feedback are given. The device is destined to replace similar devices in the field of the automatic control of slow processes which until now had been imported from abroad.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXVI (XXX), fasc. 1—2, 1980
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.Z. 621.3.018.6 ; 621.313.3

CONSIDERAŢIUNI PRIVIND ATENUAREA OSCILAŢIILOR MOTOARELOR PAS CU PAS CU RELUCTANŢĂ VARIABILĂ

DE

CRISTEA PAL

1. Introducere

Dezvoltarea actuală a motoarelor pas cu pas are loc în strînsă legătură cu evoluţia tehnicilor numerice care se aplică tot mai mult în automatizarea proceselor industriale.

Proprietatea acestor motoare de a converti semnalele numerice în mişcări unghiulare sau liniare analogice proporţionale le recomandă ca elemente de legătură ideale între electronică şi mecanică, deci ca elemente de acţionare ideale în cadrul sistemelor numerice. Unul dintre inconvenientele ce limitează utilizarea acestor motoare constă în posibilitatea de apariţie a oscilaţiilor rotorului, mai ales în cazul unui regim cvasistaţionar de funcţionare, regim în care motorul atinge poziţia de echilibru stabil, cu precizia de 5% sau 2%, înainte de momentul t_i, în care are loc comutarea alimentării înfăşurărilor de comandă pentru executarea noului pas.

Se prezintă, în cele ce urmează, unele posibilităţi de atenuare a amplitudinii şi de limitare a duratei acestor oscilaţii, cu aplicare la motoarele pas cu pas cu reluctanţă variabilă.

2. Ecuaţia de funcţionare a motorului pas cu pas cu reluctanţă variabilă

Pentru studiul comportării acestui motor, atunci cînd nu este frînat, se pot considera două posibilităţi : motorul este comandat pentru a executa un singur pas sau este comandat pentru a executa mai mulţi paşi.

În primul caz funcţionarea motorului este descrisă suficient de precis de o ecuaţie diferenţială liniară de ordinul doi. Prin modelare pe un calculator se obţine răspunsul la un pas [1], reprezentat în fig. 1. Semnalul de intrare este tensiunea de comandă U, iar cel de ieşire — unghiul de rotaţie θ. Se constată că răspunsul este puternic oscilant, prezentînd suprareglări de pînă la 70%. Pe baza răspunsului obţinut se poate aproxima funcţia de transfer prin [1]:

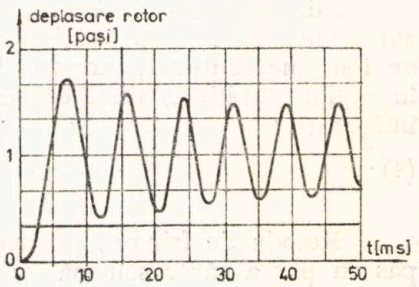


Fig. 1

$$(1) \qquad \frac{\theta(s)}{U(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2},$$

în care : ω_n — pulsaţia naturală, ξ — factorul de amortizare.

În al doilea caz aproximaţia liniară nu mai este posibilă. Introducînd noţiunea de unghi electric al motorului ;

$$(2) \qquad \Phi = \frac{\theta}{N_R},$$

unde : θ — unghiul geometric, N_R — numărul de dinţi ai rotorului, ecuaţia unui motor pas cu pas cu reluctanţă variabilă, în regim dinamic, cu neglijarea constantelor de timp ale inductorului, este de forma [2] :

$$(3) \qquad J_e\ddot{\Phi} + f_e\dot{\Phi} + KI \sin [\Phi + \Sigma\, \varepsilon(t)\, \Phi_p u\,(t - t_i)],$$

unde : Φ_p — pasul motorului exprimat în unghi electric, $\varepsilon(t)$ — funcţie ce defineşte sensul deplasării ($\varepsilon(t) = \pm 1$) ; $u(t - t_i)$ — funcţia treaptă unitară ($u(t - t_i) = 0$ pentru $t < t_i$ şi $u(t - t_i) = 1$ pentru $t \geqslant t_i$) ; J_e — momentul de inerţie redus la arborele motorului ; f_e — coeficient de frecare, K — coeficient ; I — curentul care circulă prin înfăşurarea de comandă a motorului în regim stabilizat.

Analiza comportării motorului prin una din metodele aplicabile sistemelor neliniare pune în evidenţă faptul că şi în acest caz apar oscilaţii ale rotorului.

Funcţionarea motorului la parametrii corespunzători presupune reducerea amplitudinii şi duratei acestor oscilaţii prin utilizarea unor metode adecvate de frînare. Se pot utiliza metode de frînare mecanice (creşterea lui f_e în relaţia (3)), electrice sau combinate. Dintre metodele electrice se pot cita [3] : întreruperea pentru scurtă durată a alimentării fazei comutate, revenirea pentru un timp determinat la configuraţia de alimentare electrică precedentă efectuării noului pas, introducerea unor impulsuri de comandă suplimentare pe calea de reacţie pentru schemele de comandă în circuit închis.

3. Amortizarea oscilaţiilor la motoarele pas cu pas cu reluctanţă variabilă prin suprapunerea unei componente de curent alternativ în tensiunea de comandă

Alimentarea succesivă a fazelor motorului pas cu pas, în vederea realizării numărului de paşi ceruţi, se realizează, în cazurile cunoscute, cu impulsuri de tensiune continuă, curentul I prin înfăşurarea de comandă a motorului, în regim stabilizat, fiind determinat numai de rezistenţa ohmică (R) a înfăşurării :

$$(4) \qquad I = \frac{U_e}{R}.$$

Metoda de frînare, prezentată mai jos, este aplicabilă la motoarele pas cu pas a căror schemă de comutaţie prevede alimentarea simultană a cel puţin două înfăşurări de comandă, conectate electric în paralel şi pla-

sate pe piese polare distincte şi vecine. În cazul general, dacă se impune şi condiţia ca motorul să aibă la pornire un sens de rotaţie bine determinat, metoda este aplicabilă motoarelor cu un număr de poli statorici $N_S = 2n + 2$ şi un număr de poli rotorici $N_R = 2n_i$ ($n = 1, 2, 3, \ldots$).

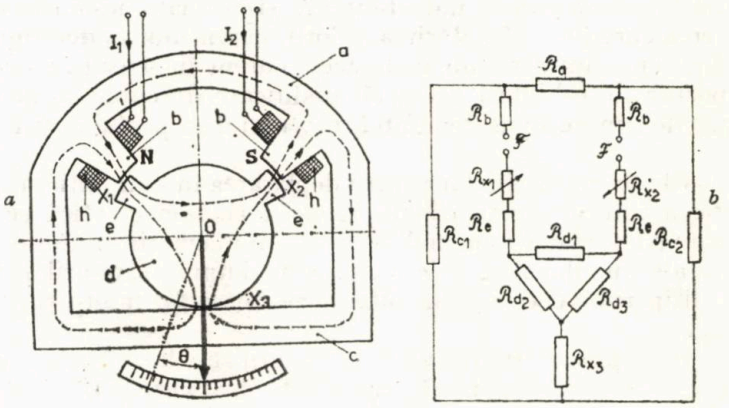


Fig. 2

Se consideră circuitul magnetic din fig. 2 *a*, cu schema echivalentă de reluctanţe din fig. 2 *b*. Circuitul este compus dintr-un stator *a*, prevăzut cu două piese polare *b*, un jug magnetic *c* şi un rotor *d*, cu două piese polare *e*, ce poate efectua o mişcare de rotaţie cu un unghi θ în jurul axei *O*. Piesele polare *b* poartă cîte o bobină *h* cu acelaşi număr de spire *W* şi aceeaşi rezistenţă ohmică *R*.

Se conectează bobinele *h* în paralel şi se alimentează de la o sursă de curent continuu astfel ca piesele polare *b* să se magnetizeze cu polaritatea indicată pe figură. Sub acţiunea cuplului reactiv rotorul *d* se va orienta după poziţia de reluctanţă minimă pentru fluxul magnetic, piesele polare *e* plasîndu-se simetric în raport cu piesele polare *b*. Cu linie întreruptă sînt indicate traseul principal şi traseele secundare ale fluxului magnetic Φ. Dacă se acţionează cu un cuplu exterior asupra axului rotorului deplasîndu-l din poziţia de echilibru cu un unghi θ, la anularea cuplului exterior rotorul va reveni în poziţia de echilibru cu efectuarea unor oscilaţii. În poziţia deplasată a rotorului curenţii I_1 şi I_2, prin cele două bobine, nu se modifică cu toate că reluctanţele $\mathcal{R}_{X1}$ şi $\mathcal{R}_{X2}$ ale celor două întrefieruri, X_1 şi X_2, s-au modificat.

Dacă alimentarea bobinelor are loc de la o sursă de curent alternativ de frecvenţă *f*, valoarea curentului prin bobine, în regim staţionar, va fi determinată de rezistenţa *R* şi reactanţa inductivă X_L a acestora :

$$I = \frac{U}{\sqrt{R^2 + 4\pi^2 f^2 L^2(\theta)}}. \tag{5}$$

Modificarea reluctanţelor $\mathcal{R}_{X1}$ şi $\mathcal{R}_{X2}$, la deplasarea rotorului din poziţia de echilibru, va determina modificări în repartiţia fluxului magnetic prin polii *b*, deci modificarea inductanţei înfăşurărilor dată de relaţia :

$$L = \frac{W^2}{\mathcal{R}(\theta)}. \tag{6}$$

Deplasarea în sens orar a rotorului cu un unghi θ_1 va determina micşorarea reluctantei $\mathcal{R}_{x1}$ şi creşterea reluctantei $\mathcal{R}_{x2}$, avînd ca efect creşterea inductanţei L_1 şi micşorarea inductanţei L_2 şi în final micşorarea curentului I_1 şi creşterea curentului I_2. Mărirea valorii curentului I_2 determină o creştere a valorii cuplului determinat de acest curent în sensul readucerii rotorului în poziţia de echilibru. Această modificare de cuplu se manifestă ca un fenomen de frînare opus tendinţei rotorului de a părăsi poziţia de echilibru.

Lucrurile se petrec similar pentru deplasarea în sens antiorar ; tendinţa de oscilaţie a rotorului este frînată electric, energia cinetică se disipă în cea mai mare parte prin fenomenul de histerezis magnetic produs de variaţiile importante ale fluxului magnetic. În plus în timpul regimurilor tranzitorii se produc disipări de energie prin curenţi de conducţie induşi şi prin curenţi F o u c a u l t.

Principiul prezentat poate fi deci utilizat la frînarea motoarelor pas cu pas cu reluctanţă variabilă. În cazurile cunoscute [1], [2], alimentarea înfăşurărilor de comandă se realizează cu impulsuri de curent continuu ; aplicarea principiului implică necesitatea ca impulsurile de comandă să conţină pe lîngă componenta continuă şi o componentă de curent alternativ de frecvenţă f.

4. Încercări experimentale

Încercările experimentale au fost efectuate pe circuitul magnetic reprezentat în fig. 2 *a* folosind schema electrică de alimentare din fig. 3.

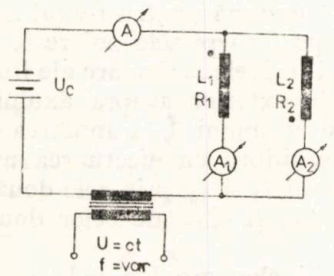


Fig. 3

Au fost trasate caracteristicile $I_1 = f_1(\theta)$, $I_2 = f_2(\theta)$ pentru mai multe valori constante ale frecvenţei f a componentei alternative (fig. 4 *a*, *b*, *c*) şi caracteristica $I = f_3(f)$ pentru o valoare constantă a unghiului θ (fig. 5).

Se constată că legea de variaţie a curenţilor I_1 şi I_2 justifică consideraţiile teoretice făcute. Amplitudinea componentei alternative scade cu

creșterea frecvenței. Alegerea frecvenței componentei alternative se va face ținînd seama de frecvența impulsurilor de comandă a motorului și de realizarea unei frînări cît mai eficiente ; cele două condiții sînt contradictorii.

Forma de variație nesimetrică a curenților I_1 și I_2 este consecința unor nesimetrii în realizarea practică a circuitului magnetic.

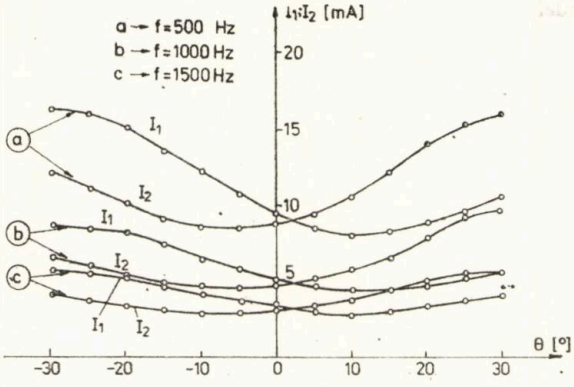


Fig. 4

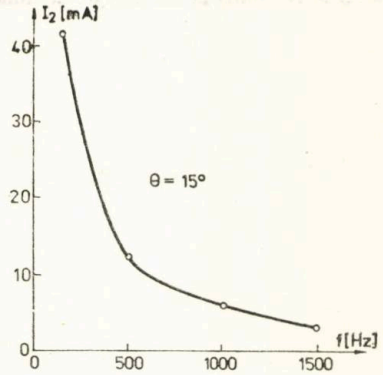


Fig. 5

5. Concluzii

1. Prin alimentarea înfășurărilor unui motor pas cu pas, de minimă reluctanță, cu un curent ce conține o componentă continuă și una alternativă, se poate realiza o frînare electrică a oscilațiilor motorului.

2. Procedeul este aplicabil în cazul general al motoarelor pas cu pas cu un număr de poli statorici $N_S = 2n + 2$ și un număr de poli rotorici $N_R = 2n$, $(n = 1, 2, 3, ...)$.

3. Alegerea frecvenței componentei alternative se face avînd în vedere siguranța comenzii și eficiența frînării.

4. Eficiența metodei crește dacă curentul total furnizat celor două înfășurări legate în paralel este reglat automat la o valoare constantă.

Primită la 4 iulie 1979

Institutul politehnic, Iași,
Catedra de utilizările energiei electrice și automatizări

BIBLIOGRAFIE

1. Gurdial S., *Mathematical Modeling of Step Motors.* Incremental Motion Control Systems and Devices Symp. Proc., University of Illinois, Urbana, Illinois, 1972, 59—148.
2. Grossetete M., *Les moteurs pas à pas à réluctance variable. Étude des caractéristiques dynamiques.* Automatisme, **XV**, *8*, 359—364 (1970).
3. Goeldel C. et collab., *Banc d'essais pour moteur pas à pas avec un microprocesseur.* **Mesures-Régulation - Automatisme, 10, 57—61 (1977).**

CONSIDÉRATIONS CONCERNANT L'ATTÉNUATION DES OSCILLATIONS DES MOTEURS PAS Á PAS Á RÉLUCTANCE VARIABLE

(Résumé)

On propose quelques possibilités d'atténuation de l'amplitude et de limitation de la durée des oscillations des moteurs pas à pas à réluctance variable en utilisant une composante alternative dans la tension de commande.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXVI (XXX), fasc. 1—2, 1980
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.C. 621.316.718.5 ; 621.313.333

SOME CONSIDERATIONS CONCERNING THE VELOCITY'S REGULATION FOR THE ASYNCHRONOUS MOTOR USING THYRISTOR CONVERTER

BY

MIRCEA DIACONESCU and IULIAN GRAUR

1. Introduction

Thanks to advantages which presents comparatively with the other electric working motors, the asynchronous motor is more and more used in the electric drive systems. For being more used, during the last years, the researches were directed for finding some methods to velocity's regulations of this motor. It is well known that in the moment in which the asynchronous motor together with the stalling instalations will benefit of some regulation possibilities like the continuous current motor with separate excitation, the first will be imposed definitively in the electric regulation working system, thanks to constructive and operation benefits which it is presenting.

It is known that there are two important groups of systems which are permiting the asynchronous motor's velocity's regulation, namely: a) systems which are intervening on the stator's parameters, b) systems which are intervening on the rotor's parameters.

Concerning the first method, into the stator we may interfere on the tension's supply frecquency and on its amplitude.

The more convenient control is obtained by intervening on the both parameters, but we must maintain invariably their report. However this method leads to complicated and expensive plant.

Much more simple is to intervene only on the motor's supply tension. In this case is modified the critical couple and finally into an open regulation system the velocity may be regulated only to the limit of the critical slide, that is practically into the scale 0,8 ... 1. In the case of the use of a reaction circuit after velocity this scale may be extended until near 100% but we must mention that in many insdutrial applications the 20% scale satisfies wholly the exactness of the operated installations.

Regarding the second method of the velocity's regulation, by intervention into the rotoric circuit, takes into consideration almost exclusively the modifications of the equivalent strength of the rotor. This kind of regulation is much more easy and it offers better regulating characteristics, but the asynchronous motor with cail rotor presents yet a commutator with seg-

ments, fact which leads to a bigger investment when it is installed and to a bigger exploiting cost.

In wath follows we will present three velocity's regulations systems made by the Electric Drive Laboratory from the Polytechnic Institute from Jassy, which, by a comparative study, are permiting the delimitation of some using domains.

2. Velocity's Regulations of the Asynchronous Motor with Rotor in Short-circuit using the Comand into the Stator

For this type of regulation we took into considerations two possibilities, both using the regulation by tension.

1° The first method of regulation uses the order by tension, calling the antiparallel thyristors or triacs conected on each phase of the stator (Fig. 1). The system may be used with open circuit order or with automatic control circuit depending on the velocity.

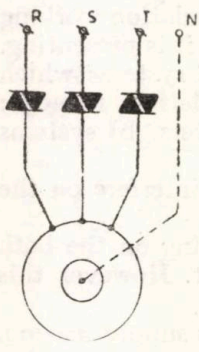


Fig. 1

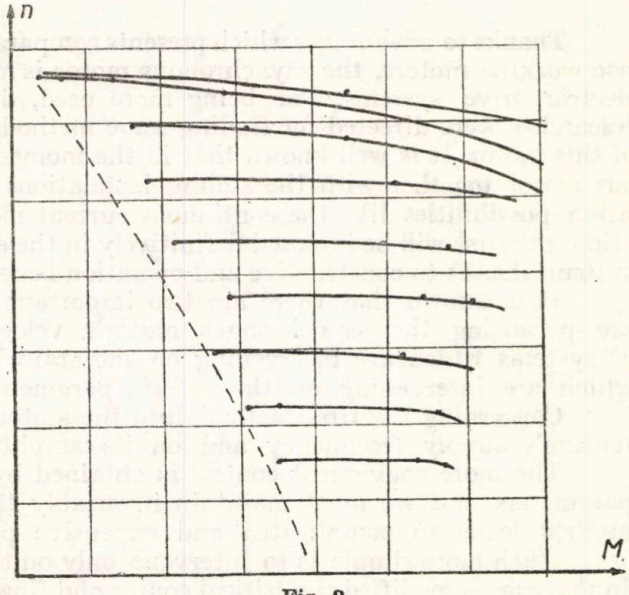


Fig. 2

In the second case the regulation scale may be extended until to the limit 100%. Also, the resulted characteristics are enough stiff, observing the Fig. 2. Also from this figure we may conclude that the regulating scale obtained is satisfactory practically for any industrial drive.

We must mention that starting from not over fulfil the maximum current received by the stator and rotor, the regulation is made at the statoric controlling power, as little as we are on inferior speed characteristic.

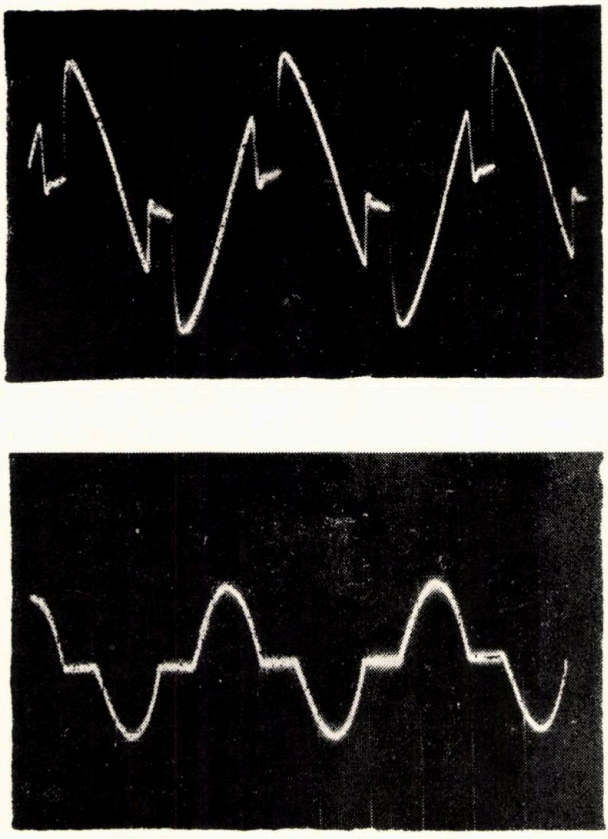


Fig. 3

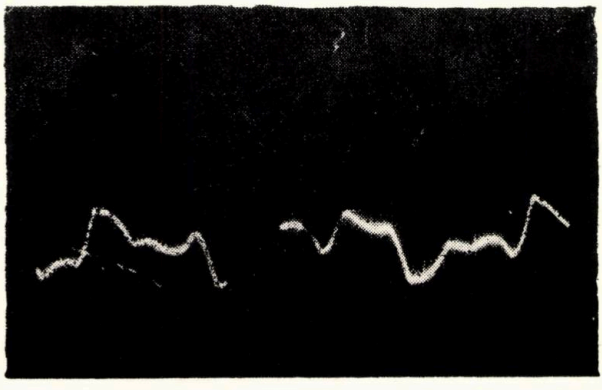


Fig. 5

Also the kind of wave of the tension and of the current are diverting enough from the sine wave, especially at the command angle corresponding to a reducing supply tension. For a satisfactory motor's action it is necessary a coupling between the null of the radial engine and the null of the net by which it will be opened the homopolarity of the current. It is produced an improvement of the working of the motor but on the null's conductor appears an homopolar circulation enough strong, what may lead to the perturbation of other consumers connected to the net. For praising these facts in the Fig. 3 are presented two oscillograms representing the tension on a phase of motor's stator, respectively the stream current.

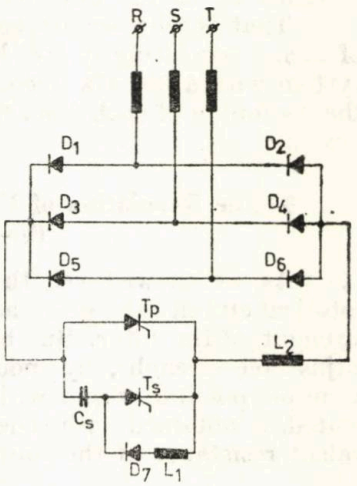


Fig. 4

2° The presented regulation system has the drawback to use a number from six thyristors, what leads to get an expensive regulation installation.

A more simple method, but for the moment few used, takes into considerations the use of a direct voltage variator connected like in the Fig. 4. We may observe, it is opened the statorical radial motor and by rectifying bridge D_1 ,..., D_6 it is connected to the chopper T_p, T_s. In some cases, when the motor is supplied by an own transformer, the bridge D_1 ,..., D_6 together with the chopper may be assembled even on the null of the secondary of the transformer, the motor being connected like usually.

In principle we present a regulation of the tension, being clear that in the terminals of the statorical winding exists tension only then when the chopper is in conductibility. The method presents the same advantage like the method presented at the point 1°, but it has also some drawbacks between which the most important are the following :

a) The semiconductor elements are working at very high tension. It is true that for an ordinary motor with the phase voltage 220 V, the voltage get at the terminals of the rectifier D_1 ,..., D_6 are more less 515 V.

Staking on a charging of the extinction condenser C_s at 80% from this tension and with an safety factor in tension of 2 results that the valves which where used must have the work tension about 1 800 V. Of course at the same work tension must be sized all the others elements of the regulation system.

b) For a satisfactory working the T_p, T_s chopper must be ordered with a frecquency about 300 Hz. If this system is working independently given the net are unavoidable slip of the order frecquency, fact which bads to a modulation in amplitude of the stream current with the frecquency of knockings. This fact has as result a strain of the stream current (Fig. 5), acc ompanied by the apparition of some statics moments at the electrical machine. More, than the order frecquency is very different from 300 Hz, the amplitude of the wave of current resulted be knockings may take very

great values, the motor begining to work with a number of rotations corresponding to the knocking frecquency.

Although at the first impression we woult obtain a simple method of regulation resulted from the regulation of order frecquency at a relative conductibility duration given to the chopper, this manner of working ends in very great damages which hads to a diminution of the output of the machine or to the destruction of the machine.

That is why we are considering that it is necessary that the tacking of such a regulating system be made only in the conditions of using an order system with a 300 Hz frecquency, perfectly synchronised, for instance, with the beginning of each from the six alternations of the industrial three-phase system.

3. The Regulation of Velocity of the Asynchronous Motor Using the Order into the Rotor

As we showed yet, the majority of the regulation models into the rotorical circuit take into the consideration the altering of the equivalent strenght of the rotor. But because the chopper may be considered like an adjustable strenght, by modifying the relative conductibility duration, a simple possibility and with a very high output, using the principle presented, is obtained with schemes like those from the Fig. 6. Here the equivalent resistance of the rotor may be modified between 0 and R.

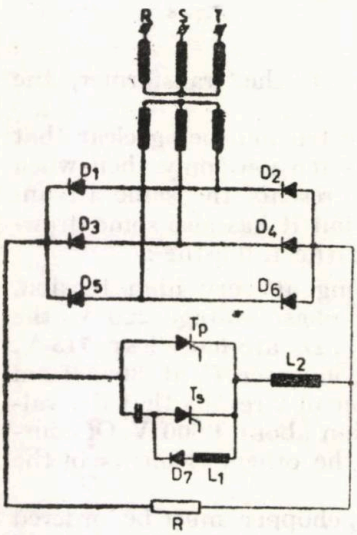


Fig. 6

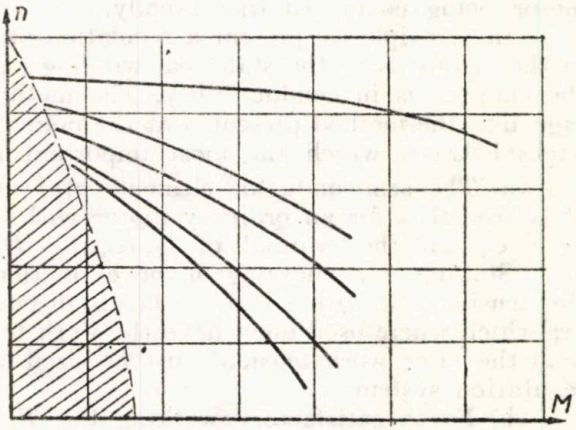


Fig. 7

The resistance R of great value is introduced for not getting a complete interruption of the rotorical circuit when the chopper is not in conduction. It has an enought high value for not producing losses which affects essentialy the output. Disposed into the rotor, the rectifier — chopper system is working in better conditions than the statorical circuit.

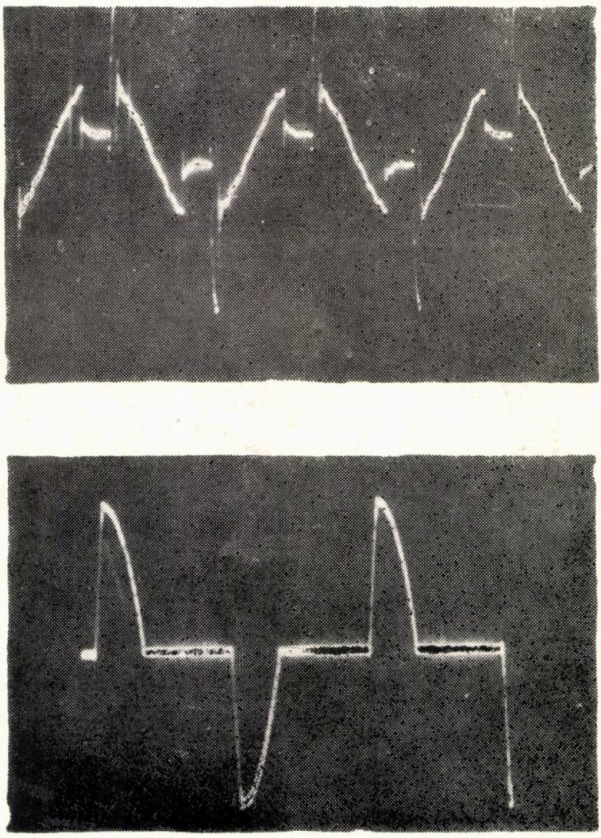


Fig. 8

This idea starts from the fact that generally the rotorical tension is much smaller than the statorical one, the rotorical frecquency being also reduced.

Generally, an order of this chopper with a frecquency between 150 ... 200 Hz is deeply satisfactorily without other problems. In the Fig. 7 are presented characteristic getting with such a scheme without automatic regulation of the velocity circuit ; of course the introduction of this circuit leads to the improvement of the rigidity.

In the Fig. 8 are presented the oscillograms of tension and of the rotoric current in the case of the studied method. It may be observed that the shape of the statoric tension are not influenced, only the shape of current is a little modified.

4. Conclusions

From the three presented methods, the order using chopper into the rotor appears like the most advantageous. By the simplicity and the reduced cost price of the installation it would replace the present schemes using the undersynchronous cascades.

About the two presented order schemes into the stator we couldn't say for certain that one is absolutely superior or inferior to the other. Their use must be made in each case, after an attentive analyse of the concrete situation.

Received, May 17, 1979

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Power Utilisation and Automation

REFERENCES

1. Diaconescu M., Graur I., *Mutatoare. Baze teoretice și elemente de proiectare.* Inst. polit., Iași, 1978.
2. Kümmel F., *Elektrische Antriebstechnik.* Springer Verlag, Berlin-Heidelberg - New York, 1971.
3. Меистели А. М., *Комплектные тиристорные устроиства для управления асинхронными электроприводами.* Изд. Энергия, М., 1971.
4. Петров А. П. и др., *Асинхронный электропривод с тиристорными коммутаторами.* Изд. Энергия, М., 1970.
5. * * * TAG Information — Silicon Controlled rectifier S 8 E — IV/69.

UNELE CONSIDERAȚII PRIVIND REGLAREA VITEZEI MOTORULUI ASINCRON FOLOSIND CONVERTIZOARE CU TIRISTOARE

(Rezumat)

Se abordează trei metode, relativ puțin utilizate, pentru reglarea vitezei motorului asincron, două folosind comanda în stator, cea de a treia în rotor. Se analizează posibilitățile oferite de fiecare metodă în parte după care ele sînt analizate comparativ. Analiza este condusă și în legătură cu rezultatele experimentale obținute pe o instalație ce permite aplicarea celor trei metode la un motor asincron cu rotor bobinat. Se evidențiază atît posibilitățile de reglare cît și randamentul energetic. De asemenea se stabilește modul în care intervine instalația de reglare asupra motorului și a sistemului de alimentare a acestuia.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXVI (XXX), fasc. 1—2, 1980
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.D. 621.311.1

LE CALCUL DES RÉSEAUX ÉLECTRIQUES PAR LA MÉTHODE DE LA PROGRAMMATION DYNAMIQUE

PAR

C. BOTEZ et GH. CÎRŢINĂ

1. Pour la recherche des solutions optima des problèmes de l'énergétique on utilise de plus en plus la méthode de la programmation dynamique. L'importance de cette méthode consiste, dans ce cas, dans le caractère séquentiel de nombreux problèmes du domaine énergétique. Ainsi, à l'aide du principe d'optimisation de B e l l m a n on peut solutionner des problèmes concernant la répartition raisonnable des investissement entre des objectifs énergétiques, la répartition économique des sources réactives dans les réseaux électriques etc.

Dans ce qui suit on propose une méthode d'utilisation de la programmation dynamique dans le calcul optimal des réseaux radiaux. En considérant une fonction objectif basée sur le coût des conducteurs, le modèle mathématique proposé inclut d'autres restrictions techniques concernant le niveau de tension, les frais de montage etc.

2. Le calcul des réseaux électriques à l'aide de la programmation dynamique est l'un des plus intéressants problèmes, mais pas des plus simples. Les difficultés sont dues à la séquentialisation nonuniforme des sections des conducteurs, aux restrictions concernant les chutes de tension, à la nécessité de la diminution de la section vers l'usager. Le choix de la section du conducteur est fait à partir d'un grand nombre de variantes, ce qui représente, évidemment, un avantage de la méthode de programmation dynamique. Pour la formulation du problème on considère le cas d'un réseau électrique radial assez grand. Dans ce réseau les noeuds sont identifiés par des cifres augmentant vers la source et les tronçons reçoivent l'étiquette du noeud du côté usager (fig. 1).

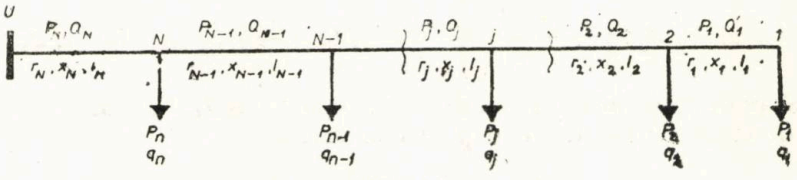


Fig. 1

Chaque noeud, j, est caracterisé par une puissance active (p_j), une puissance réactive (q_j) et la tension U_j, $(j = 1, 2, \ldots, N)$. De même, chaque tronçon est caractérisé par sa longueur (l_j), la résistance (r_j) et la réactance (x_j) correspondante, ainsi que les puissances actives $\left(P_j = \sum_{j=1}^{j} p_j\right)$ et réactives $\left(Q_j = \sum_{j=1}^{j} q_j\right)$ transitées.

Si l'on considère que le coût des conducteurs dépend de la section et de la tension suivant la relation :

$$C = (C_0 + C_1 S + C_2 U) \text{ lei/km}, \tag{1}$$

le calcul optimal d'un réseau électrique est équivalent à la détermination de la section des tronçons d'une telle façon qu'il soit assuré un coût minimum du réseau, en respectant les restrictions imposées.

Pour une tension et une architecture données, la fonction qui doit être minimisee est linéaire et a pour expression :

$$G_N (S_1, S_2, \ldots, S_N) = C(S_1 l_1 + S_2 l_2 + \cdots + S_N l_N), \tag{2}$$

où C est un coût unitaire.

Si l'on note par U_p la chute de tension admissible, la chute de tension totale doit satisfaire à la relation :

$$\varphi_u (X_1, X_2, \ldots, X_N) \leqslant U_p, \quad \text{où} \quad (4)\ X_j \in S, (j = 1, 2, \ldots, N) \tag{3}$$

et S est l'ensemble des sections standardisées :

$$S = \{ S_i \mid S_i = 10, 16, 25, 35, 50, 70, 90, 120, 150, 185, 240 \}. \tag{5}$$

3. Pour faciliter la programmation sur l'ordinateur du problème, on calcule, préalablement, le réseau pour les puissances maxima des usagers, dans l'hypothèse soit de la section constante soit de la densité constante.

Si l'on utilise, pour toute la longueur, la section maxima, la chute de tension est minima, mais le coût du matériel conducteur est maximum. On considère cet état comme initial et par rapport à celui-ci on minimise le coût du matériel, en respectant les restrictions (3).

Le rapprochement de la solution optima on le conçoit par la diminution séquentielle de la section sur un seul tronçon j, $(j = 1, 2, \ldots, N)$.

Par la diminution de la section du tronçon j, de S_K à S_{K-1}, on obtient un revenu

$$g_j (S) = l_j (S_K - S_{K-1}), \tag{6}$$

mais il se produit une augmentation de la chute de tension :

$$\Delta u_j (S) = \rho \frac{l_j P_j}{U} \left(\frac{1}{S_K} - \frac{1}{S_{K-1}} \right) + \frac{l_j Q_j}{U} [x_j^0 (S_K) - x_j^0 (S_{K-1})], \quad (j = 1, 2, \ldots, N). \tag{7}$$

Si pour l'état initial la chute de tension est ΔU_i, l'augmentation de la chute de tension ne doit pas dépasser la valeur ;

$$\Delta u_{disp} = U_p - \Delta U_i \geqslant 0. \tag{8}$$

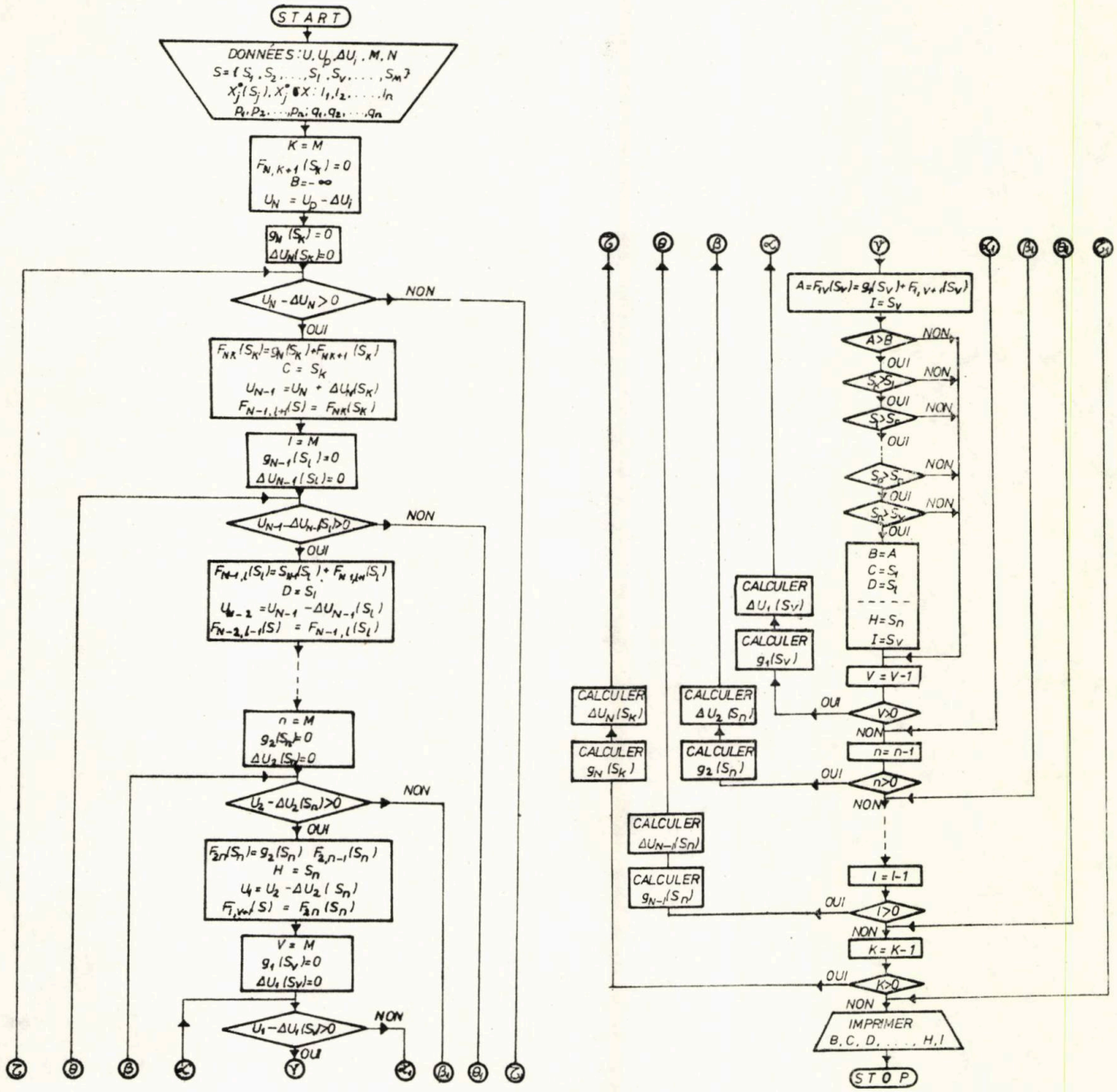

START
DONNÉES : U, U_D, ΔU_i, M, N
S = {S_1, S_2, ..., S_I, S_V, ..., S_M}
X_j^*(S_j), X_j^* ∈ X : I_1, I_2, ..., I_n
P_1, P_2, ..., P_n ; q_1, q_2, ..., q_n
K = M
F_{N,K+1}(S_K) = 0
B = -∞
U_N = U_D - ΔU_i
g_N(S_K) = 0
ΔU_N(S_K) = 0
U_N - ΔU_N > 0
NON
OUI
F_NK(S_K) = g_N(S_K) * F_{NK+1}(S_K)
C = S_K
U_{N-1} = U_N + ΔU_N(S_K)
F_{N-1,I+1}(S) = F_NK(S_K)
I = M
g_{N-1}(S_I) = 0
ΔU_{N-1}(S_I) = 0
U_{N-1} - ΔU_{N-1}(S_I) > 0
F_{N-1,I}(S_I) = g_{N-1}(S_I) * F_{N,I+1}(S_I)
D = S_I
U_{N-2} = U_{N-1} - ΔU_{N-1}(S_I)
F_{N-2,I-1}(S) = F_{N-1,I}(S_I)
n = M
g_2(S_n) = 0
ΔU_2(S_n) = 0
U_2 - ΔU_2(S_n) > 0
F_2n(S_n) = g_2(S_n) F_{2,n-1}(S_n)
H = S_n
U_1 = U_2 - ΔU_2(S_n)
F_{1,V+1}(S) = F_2n(S_n)
V = M
g_1(S_V) = 0
ΔU_1(S_V) = 0
U_1 - ΔU_1(S_V) > 0
A = F_{1V}(S_V) = g_1(S_V) * F_{1,V+1}(S_V)
I = S_V
A > B
S_V > S_I
S_V > S_E
S_V > S_n
S_V > S_V
B = A
C = S_I
D = S_I
H = S_n
I = S_V
V = V - 1
V > 0
n = n - 1
n > 0
I = I - 1
I > 0
K = K - 1
K > 0
CALCULER ΔU_1(S_V)
CALCULER g_1(S_V)
CALCULER ΔU_N(S_K)
CALCULER g_N(S_K)
CALCULER ΔU_2(S_n)
CALCULER g_2(S_n)
CALCULER ΔU_{N-I}(S_n)
CALCULER g_{N-I}(S_n)
IMPRIMER B, C, D, ..., H, I
STOP

Fig. 2

Dans ces conditions, le revenu total, obtenu par la diminution de la section de tous les tronçons, a pour expression :

$$F_N(X_1, X_2, \ldots, X_N) = \sum_{j=1}^{N} g_j(S_j) \tag{9}$$

et la relation de récurrence de la programmation dynamique est de la forme :

$$F_j(u(S_j)) = \max_{S_j \in S} [g_j(S_j) + F_{j+1}(u - \Delta u_j)], \tag{10}$$

où :

$$F_{N+1}(u(S)) \begin{cases} = 0 \text{ pour } \Delta u = u_{disp} - \Delta u_j > 0, & (11) \\ = -\infty \text{ pour } \Delta u = u_{disp} - \Delta u_j \leqslant 0. & (12) \end{cases}$$

À partir des relations ci-dessus on déduit successivement :

a) pour le tronçon N :

$$F_{NK}(S_K) = g_N(S_K) + F_{N,K+1}(S_K), \tag{13}$$

$$F_{N,K+1}(S_K) = 0, \qquad (14) \qquad g_N(S_K) = 0, \; S_K = S_{max} \in S; \tag{15}$$

b) pour le tronçon $N - 1$:

$$F_{N-1,\,l+1}(S_1) = F_{N,K}(S_K), \tag{16}$$

$$F_{N-1,l}(S_1) = g_{N-1}(S_1) + F_{N-1,\,l+1}(S_1), \qquad (18) \quad g_{N-1}(S_1) = 0, \; S_1 = S_{max} \in S; \tag{17}$$

. . . . . .

n — 1) pour le tronçon 2 :

$$F_{2,\,n+1}(S_n) = F_{3,r}(S_r), \tag{19}$$

$$F_{2,n}(S_n) = g_2(S_n) + F_{2,n+1}(S_n), \qquad (21) \quad g_2(S_n) = 0, \; S_n = S_{max} \in S; \tag{20}$$

n) pour le tronçon 1 :

$$F_{1,\,v+1}(S_v) = F_{2,\,n}(S_n), \tag{22}$$

$$F_{1,v}(S_v) = g_1(S_v) + F_{1,\,v+1}(S_v), \qquad (24) \quad g_1(S_v) = 0, \; S_v = S_{max} \in S. \tag{23}$$

On va diminuer la section pour chaque état et tronçon si sont remplies les conditions :

$$U_N - \Delta u(S_K) > 0, \qquad (26) \quad U_N = \Delta u_{disp} = \Delta U_{N\,disp}, \tag{25}$$

. . . . . .

$$U_2 = U_3 - \Delta u_3(S_r), \qquad (28) \quad U_2 - \Delta u_2(S_n) > 0, \tag{27}$$

$$U_1 = U_2 - \Delta u_2(S_n), \qquad (30) \quad U_1 - \Delta u_1(S_v) \geqslant 0. \tag{29}$$

Le schéma logique correspondant est présenté dans la fig. 2.

Conclusions

1. Si l'on modifie d'une façon adéquate la méthode ci-dessus peut être utilisée même pour les réseaux maillés fonctionnant radial.

2. Le choix de la section est effectué à partir d'un nombre très grand de variantes.

3. Dans le modèle proposé on peut introduire d'autres restrictions que celles utilisées.

Reçue le 17 mai 1979

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Électroénergétique

BIBLIOGRAPHIE

1. Cîrţină Gh., *La répartition économique des sources réactives dans les réseaux de distribution par la programmation dynamique.* Rev. E, *3*, 33—35 (1978).
2. Martens A., *La programmation dynamique appliquée au calcul d'un câble électrique à plusieurs derivations.* Rev. Franç. d'Inform. et Recherche Opérat., *1*, 85—89 (1971).
3. Bellman R., Dreyfus S., *Programarea dinamică aplicată* (traduit de l'anglais). Ed. Tehn., Buc., 1967.

CALCULUL REŢELELOR ELECTRICE PRIN METODA PROGRAMĂRII DINAMICE

(Rezumat)

Se prezintă o metodă de calcul a reţelelor electrice utilizînd principiul de optimalitate al lui R. Bellman. Modelul matematic propus poate ţine seama de orice restricţie tehnică.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXVI (XXX), fasc. 1—2, 1980
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

УДК 628.973

ВКЛАД В ФОТОМЕТРИЧЕСКИЕ РАСЧЕТЫ УСТАНОВОК СНАБЖЕННЫХ СВЕТИЛЬНИКАМИ БОЛЬШИХ РАЗМЕРОВ*)

РАДУ ФЛОРЕСКУ, Г. САВИТЕСКУ, КЛАУДИЯ БОТЕЗ, ДАН ИОАКИМ и ТЕОХАРИ ГАНЧИУ

1. Введение

Ниже излагается способ для расчета освещения одной точки площади при светильника крупных размеров находящегося в некотором положении относительно освещаемой площади.

Принимая во внимание обще принятые в литературе гипотезы [1] ... [4] (совершенно рассеивающая плоскость с одинакой яркостью в любой точке), была формулирована новая форма изложения соотношения освещения вызваного светящейся поверхностью в некоторой точке освещаемой плоскости.

При подробном изложении этого соотношения получаются формы расчета освещения вызваного светящимися полосами, кругообразными дисками, светящимися прямоугольниками.

2. Соотношение расчета освещения

В случае светящихся поверхностей при совершенном светорассеянии, освещение в некоторой точке P плоскости использования (T), (рис. 1) может быть высчитано при помощи соотношении [2], [4]:

$$E_P(T) = L \iint_S \frac{\cos\alpha \cos\beta}{l^2} \, dS, \tag{1}$$

где : L — яркость светящейся плоскости.

На рис. 1 были приняты следующие отметки : (S) — светящаяся поверхность, $\vec{N_{ds}}$ — нормаль к (S) в точке M, $\vec{N_p}$ — нормаль к поверхности (T) в точке P, (Π_T) —касательная плоскость к (T) в точке P, (Π_s) — перпендикулярная плоскость к $\vec{N_{ds}}$, которая проходит через P, M' —проекция точки M на плоскость (Π_s), $\overline{MM'} = h$, M'' — проекция

*) Работа была представлена на третьем польском национальном съезде по освещению в Варшаве, с 6-го по 7-ое октября 1977.

точки M' на прямую (D) — пересечения плоскостей (Π_T) и (Π_s), $\overline{M'M''} = p$, $\vec{N}_{ds}$ — нормаль к плоскости (Π_s) в P, dI_α — сила света излучаемая поверхностым элементом dS в направлении точки P, $\overline{MP} = l$.

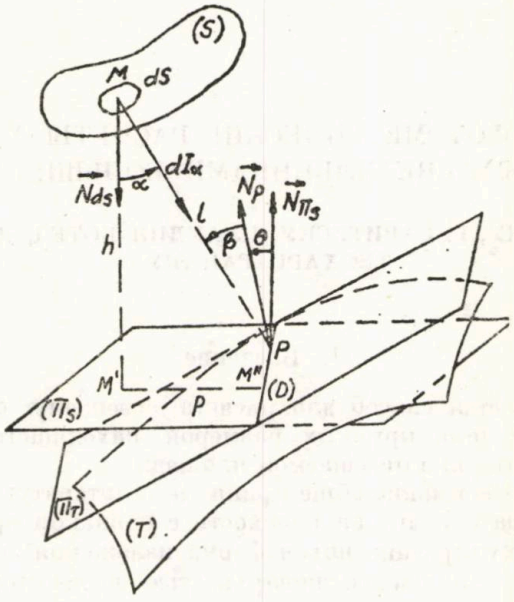


Рис. 1

Замечая что

(2) $$l = \frac{h}{\cos\alpha} \quad \text{и} \quad (3) \quad \cos\beta = \left(\cos\theta + \frac{p}{h}\sin\theta\right)\cos\alpha$$

равенство (1) становится :

(4) $$E_{P(T)} = L\iint_S \frac{\cos^4\alpha}{h^2}\left(\cos\theta + \frac{p}{h}\sin\theta\right)dS.$$

3. Освещение вызваное линейными источниками

Выбирается система прямоугольных координат $Pxyz$ (рис. 2) с началом в точке P, координаты Px, Py расположеные в плоскости (Π_s) и Px, параллельной со световой полосой FF' шириной δ. Значение отметок используемых на рис. 2 идентичны с отметками использованными на рис. 1. Кроме того буквой γ был отмечен угол прямой (D) и осью Px. Получаем :

(5) $$dS = \delta\,dx,\ \cos\alpha = \frac{h}{l},\ l^2 = x^2 + y_0^2 + h^2,\ p = -x\sin\gamma + y_0\cos\gamma.$$

Заместив в (4) выражение (5), освещение, вызываемое светящейся полосой в точке P освещаемой плоскости примет форму :

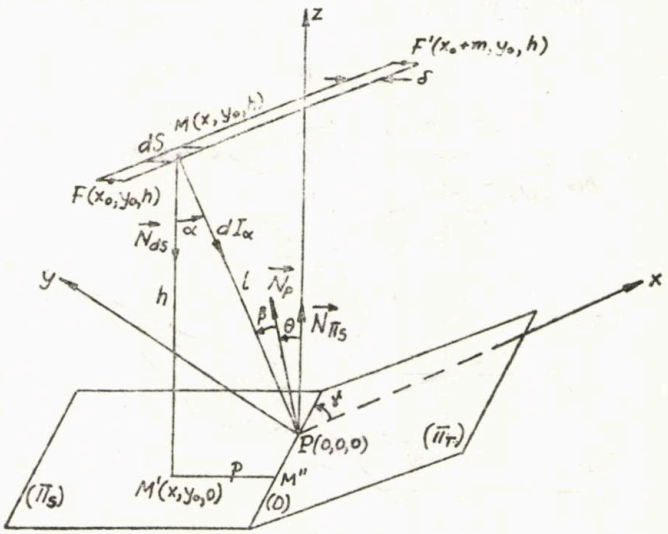


Рис. 2

$$E_{P(T)} = L\delta h^2 \cos\theta \int_{x_0}^{x_0+m} \frac{dx}{(x^2+y_0^2+h^2)^2} -$$

(6)

$$- L\delta h \sin\theta \sin\gamma \int_{x_0}^{x_0+m} \frac{x\,dx}{(x^2+y_0^2+h^2)^2} + L\delta y_0 \sin\theta \cos\gamma \int_{x_0}^{x_0+m} \frac{dx}{(x^2+y_0^2+h^2)^2}.$$

Интегрируя получаем :

$$E_{P(T)} = \frac{Lh\delta(h\cos\theta + y_0 \sin\theta \cos\gamma)}{2\,(y_0^2+h^2)} \left\{ \frac{m(y_0^2+h^2-x_0^2-x_0 m)}{[y_0^2+h^2+(x_0+m)^2](y_0^2+h^2+x_0^2)} + \right.$$

(7)

$$\left. + \frac{1}{\sqrt{y_0^2+h^2}} \operatorname{arctg} \frac{m\sqrt{y_0^2+h^2}}{y_0^2+h^2+x_0^2+m^2} \right\} -$$

$$- Lh\delta \sin\theta \sin\gamma \frac{m\,(2x_0+m)}{[y_0^2+h^2+(x_0+m)^2](y_0^2+h^2+x_0^2)}.$$

4. Освещение вызваное светящимися прямоугольниками [5]

Центр системы прямоугольных прямых координат $Pxyz$ (рис. 3) находится в расчетной точке P, оси Px, Py расположеные на плоскости (Π_s) и параллельны с краями AB, соответственно AD прямоугольника.

Получаем :

$$\cos\alpha = \frac{h}{\sqrt{x^2+y^2+h^2}}, \qquad p = -x\sin\delta + y\cos\gamma. \tag{8}$$

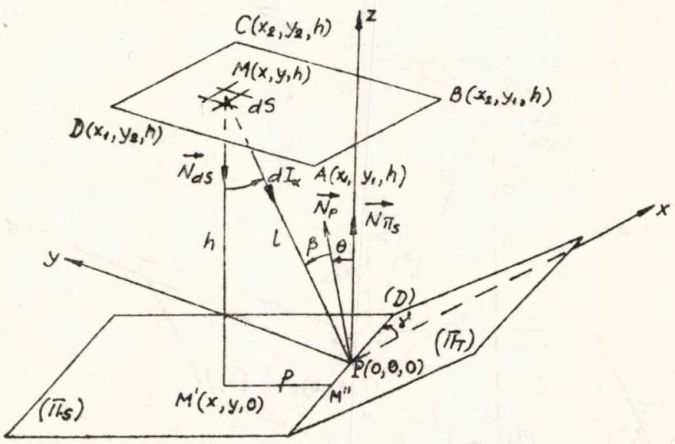


Рис. 3

Замещая в (4) выражения (8), освещение вызваное светящимся прямоугольником в точке P освещаемой поверхности получит форму :

$$E_{P(T)} = Lh^2\cos\theta\int_{x_1}^{x_2}dx\int_{y_1}^{y_2}\frac{dy}{(x^2+y^2+h^2)^2} -$$

$$-Lh\sin\theta\sin\gamma\int_{y_1}^{y_2}dy\int_{x_1}^{x_2}\frac{x\,dx}{(x^2+y^2+h^2)^2} + Lh\sin\theta\sin\gamma\int_{x_1}^{x_2}dx\int_{y_1}^{y_2}\frac{y\,dy}{(x^2+y^2+h^2)^2}. \tag{9}$$

Интегрируя, получим :

$$E_{P(T)} = \frac{L}{2}\left[\frac{x_1\cos\theta + h\sin\theta\sin\gamma}{\sqrt{x_1^2+h^2}}\left(\operatorname{arctg}\frac{y_1}{\sqrt{x_1^2+h^2}} - \operatorname{arctg}\frac{y_2}{\sqrt{x_1^2+h^2}}\right) + \right.$$

$$+\frac{x_2\cos\theta + h\sin\theta\sin\gamma}{\sqrt{x_2^2+h^2}}\left(\operatorname{arctg}\frac{y_2}{\sqrt{x_2^2+h^2}} - \operatorname{arctg}\frac{y_1}{\sqrt{x_2^2+h^2}}\right) +$$

$$+\frac{y_1\cos\theta - h\sin\theta\cos\gamma}{\sqrt{y_1^2+h^2}}\left(\operatorname{arctg}\frac{x_1}{\sqrt{y_1^2+h^2}} - \operatorname{arctg}\frac{x_2}{\sqrt{y_1^2+h^2}}\right) +$$

$$\left.+\frac{y_2\cos\theta - h\sin\theta\cos\gamma}{\sqrt{y_2^2+h^2}}\left(\operatorname{arctg}\frac{x_2}{\sqrt{y_2^2+h^2}} - \operatorname{arctg}\frac{x_1}{\sqrt{y_2^2+h^2}}\right)\right]. \tag{10}$$

5. Освещение вызваное диском

Был рассмотрен диск с радиусом R и с центром в C (рис. 4 *a* и 5). Центр системы ортогональных координат $Pxyz$ находится в точке P, оси Px, Py расположены на плоскости (Π_s) и Px смешивается с (D).

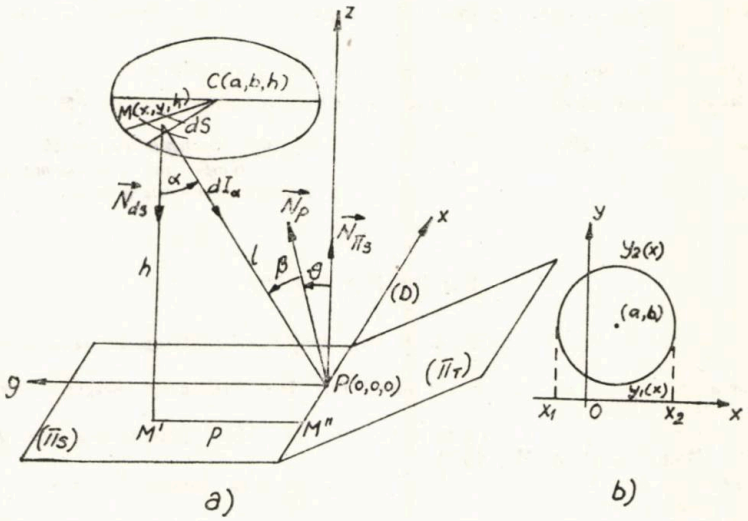


Рис. 4

Получим :

$$\cos\alpha = \frac{h}{\sqrt{x^2+y^2+h^2}},\quad p = y. \tag{11}$$

Заместив в (4) выражения (11), освещение вызваное диском в точке P освещаемой площади получит форму :

$$E_{P(T)} = Lh^2\cos\theta\int_{x_1}^{x_2}\mathrm{d}x\int_{y_1(x)}^{y_2(x)}\frac{\mathrm{d}y}{(x^2+y^2+h^2)^2} + \\ + Lh\sin\theta\int_{x_1}^{x_2}\mathrm{d}x\int_{y_1(x)}^{y_2(x)}\frac{y\,\mathrm{d}y}{(x^2+y^2+h^2)^2}. \tag{12}$$

Интегрируя, получим :

$$E_{P(T)} = \frac{\pi L\cos\theta}{2}\left[1-\frac{a^2+b^2+h^2-R^2}{\sqrt{(a^2+b^2+h^2+R^2)^2-4R^2(a^2+b^2)}}\right] - \\ - \frac{\pi Lhb\sin\theta}{2(a^2+b^2)}\left[1-\frac{a^2+b^2+h^2+R^2}{\sqrt{(a^2+b^2+h^2+R^2)^2-4R^2(a^2+b^2)}}\right]. \tag{13}$$

6. Выводы

По сравнению с расчетными соотношениями изложенными в литературе [1] ... [4] касательно освещения при помощи светящихся тел больших размеров, соотношения (7), (10), (13) полученые при помощи метода изложеного в данной работе, дают еще возможность :

а) произвести расчет освещения вызваного светящимся телом больших размеров которое находится в любой точке гладкой поверхности любой формы.

б) расчет освещения создаваемого светящимся телом больших размеров безразлично ориентированым по сравнению с освещаемой площадью

Поступило 18 января 1979

Ясский политехнический институт,
Кафедра использования
электроэнергии и автоматизации

ЛИТЕРАТУРА

1. Henderson S. T., Marsden A. M., *Lamps and Lighting.* Edward Arnold (Publ.), London, 1972.
2. Prisăcaru V., Huţanu C., Ioachim D., *Utilizările energiei electrice.* EDP, Buc., 1969.
3. Мешков В. В., Епанешников М. М., *Осветительные установки.* Изд. Энергия. М., 1972.
4. Gheorghiu N., Militaru P., *Teoria şi practica iluminatului electric.* Ed. Tehn., Buc., 1970.
5. Florescu R., Savitescu Gh., Botez C., *Sur le calcul de l'éclairement dans les installations munies avec des panneaux lumineux rectangulaires.* Bul. Inst. polit., Iaşi, **XXII (XXVI)**, *3—4*, s. III, 95—98 (1976).

CONTRIBUŢII LA CALCULUL FOTOMETRIC AL INSTALAŢIILOR DE ILUMINAT ECHIPATE CU CORPURI LUMINOASE DE DIMENSIUNI MARI

(Rezumat)

Se prezintă o metodă de calcul a iluminării produse într-un punct al unei suprafeţe de către un corp luminos de dimensiuni mari avînd orientarea oarecare în raport cu suprafaţa iluminată. Luînd în consideraţie ipotezele general admise în literatură (corp cu luminanţa constantă şi suprafaţa perfect difuzantă), se stabileşte o formă nouă de exprimare a relaţiei iluminării elementare într-un punct al unei suprafeţe dată de corpul luminos de dimensiuni mari. Prin particularizarea acestei relaţii se obţin formule de calcul a iluminării date de surse liniare, discuri circulare, panouri luminoase dreptunghiulare, orientate arbitrar în raport cu planul de utilizare.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXVI (XXX), fasc. 1—2, 1980
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.Z. 621.43.044 ;

CONTRIBUŢII LA STUDIUL SISTEMULUI CAPACITIV DE APRINDERE ELECTRICĂ CU SEMICONDUCTORI

DE

TRAIAN VIDRAŞCU

1. Introducere

La sistemul capacitiv de aprindere electrică cu semiconductori se încarcă un condensator de 1...2 μF la o tensiune de 300...400 V de la acumulatorul autovehiculului, prin intermediul unui convertor de curent continuu cu două tranzistoare [1]...[3]. Apoi condensatorul se descarcă în primarul bobinei de inducţie prin intermediul unui tiristor, a cărei deschidere este comandată la momentul necesar.

Utilizarea sistemelor de aprindere electrică cu semiconductori prezintă un interes deosebit pentru buna funcţionare şi exploatare a motoarelor cu aprindere prin scînteie electrică. O scînteie electrică puternică poate asigura o reducere a consumului de combustibil [4].

În literatura de specialitate nu s-au întîlnit expresii analitice care să pună în evidenţă relaţia dintre energia necesară scînteii electrice pentru aprinderea amestecului aer—benzină şi energia consumată de la sursa electrică a autovehiculului.

În cele ce urmează se studiază cazul unui convertor cu un singur tranzistor capabil de a furniza suficientă energie bujiei, obţinîndu-se rezultate atît teoretice cît şi experimentale utile în estimările aplicative.

2. Studiul unui convertor cu un singur tranzistor

Schema de principiu a acestui convertor este redată în fig. 1, iar procesul fizic al funcţionării sale este descris în [5], [6]. Esenţial este faptul că funcţionarea convertorului are loc în doi timpi. În timpul de conducţie (t_c) al tranzistorului se acumulează energie în bobina L_1, care este apoi cedată condensatorului C, la o tensiune ridicată, în timpul de blocare (t_b).

În timpul conducţiei tranzistorului se poate scrie (după [5]) :

$$i_c = I_{1max} = \frac{E_1}{L_1} t_c \tag{1}$$

iar energia acumulată este

$$W_m = \frac{1}{2} L_1 I_{1max}^2 . \tag{2}$$

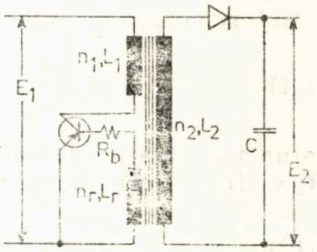


Fig. 1

În timpul de blocare al tranzistorului, care după [5] este:

$$t_b = \frac{L_2 I_{2max}}{E_2} = \frac{n_2}{n_1} \cdot \frac{L_1}{E_2} I_{1max} , \tag{3}$$

energia acumulată este transferată în secundar și încarcă condensatorul C la tensiunea E_2. Din (1) reiese timpul de conducție

$$t_c = \frac{L_1 I_{1max}}{E_1} . \tag{4}$$

Dacă tensiunea E_2 este stabilizată prin unul din procedeele descrise în [5], [6] în așa fel încît

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{n_2}{n_1} \tag{5}$$

atunci din relațiile (3) ... (5) rezultă că

$$t_c = t_b \tag{6}$$

și perioada oscilatorului va fi

$$T = t_c + t_b = 2\, t_c . \tag{7}$$

Deoarece condensatorul C, aparținînd de fapt sistemului capacitiv de aprindere electrică, trebuie să acumuleze aceeași energie pentru orice turație a motorului, atunci este evident că frecvența convertorului (f) trebuie să fie egală cu frecvența maximă a scînteilor electrice (N), adică

$$f = \frac{1}{T} = N. \tag{8}$$

Înlocuind în relația (2) pe L_1 cu expresia dată de (1) rezultă că

$$W_m = \frac{1}{2} E_1 I_{1max} t_c . \tag{9}$$

Relațiile (7) și (8) introduse în (9) conduc la

$$W_m = \frac{1}{4} \cdot \frac{E_1 I_{1max}}{N} . \tag{10}$$

Dacă se consideră cazul $f > N$ și se introduce notația

$$\frac{f}{N} = k, \tag{11}$$

atunci la turația maximă a motorului energia acumulată în condensatorul C va fi de k ori energia pe o perioadă (w_m):

$$W_m = k w_m = \frac{1}{2} \cdot \frac{f}{N} L_1 I_{1max}^2 = \frac{1}{4} \cdot \frac{E_1 I_{1max}}{N} . \tag{12}$$

În consecinţă condensatorul C acumulează o energie

$$W_c = \eta W_m, \tag{13}$$

unde η este randamentul convertorului.

Deoarece valoarea medie a curentului este dată de expresia

$$I_{1\text{med}} = \frac{1}{T}\int_0^{t_s} I_{1\max}\, dt, \tag{14}$$

atunci prin înlocuirea relaţiei (1) în (14) se obţine

$$I_{1\text{med}} = \frac{I_{1\max}}{4} \tag{15}$$

şi expresia (13) devine

$$W_c = \eta \frac{E_1 I_{1\text{med}}}{N}. \tag{16}$$

3. Interpretarea rezultatelor obţinute

Se ştie că de mărimea energiei scînteii electrice care apare la bujie depinde buna funcţionare a motorului [7]. Relaţia (16) devine în acest caz importantă pentru că stabileşte o legătură, în cazul sistemului de aprindere capacitiv studiat, între această energie şi tensiunea sursei electrice a autovehiculului, curentul mediu prin tranzistor şi numărul maxim de scîntei pe secundă solicitat de motor.

La un motor în 4 cilindri, avînd maximum 6 000 rot/min, deci $N = 200$ scîntei/sec, care ar avea nevoie de o energie $W_c = 50$ mJ, curentul solicitat de convertor, pentru $\eta = 0{,}7$ şi $E_1 = 14$ V (tensiunea dată de generatorul de tensiune al autovehiculului la turaţia maximă), ar fi:

$$I_{\text{med}} = \frac{50 \cdot 10^{-3} \times 200}{0{,}7 \times 14} \approx 1 \text{ A}, \tag{17}$$

adică prin tranzistor ar trece un curent maxim $I_{\max} = 4$ A. Acelaşi raţionament, pentru cazul cînd $W_c = 80$ mJ, conduce la $I_{\text{med}} = 1{,}63$ A, $I_{\max} = 6{,}5$ A.

Tranzistorii de putere pot suporta asemenea valori maxime. În alegerea folosirii lor trebuie să se ţină seama că depăşirea curentului maxim indicat în catalog, chiar fără întrecerea disipaţiei medii pe colector, poate duce la apariţia efectului de străpungere secundară la tranzistor [6].

Relaţia (16) arată că energia acumulată de condensator (W_c) nu depinde de frecvenţa convertorului, ci de frecvenţa maximă a scînteilor (N). Totuşi, frecvenţa convertorului trebuie să satisfacă relaţia (11), cu $k = 1, 2, \ldots$

Deoarece pierderile de comutaţie pe tranzistor cresc cu frecvenţa, pentru a micşora încălzirea acestuia este de dorit ca frecvenţa oscilatorului să fie suficient de joasă. Într-adevăr stocarea purtătorilor minoritari în baza tranzistorcului are drept efect înlăturarea posibilităţii ca în ceea ce priveşte curentul de

colector aceasta să se reducă la zero instantaneu. Acest curent, asociat cu o tensiune de colector mare existentă în perioada de comutație, produce, evident, pierderi de putere. De aceea frecvența convertorului ar trebui să fie $f = N$ sau $f = 2N$.

4. Rezultate experimentale

În laboratorul de electricitate „Ștefan Procopiu" al facultății de fizică a Universității „Al. I. Cuza" din Iași s-a construit un sistem capacitiv de aprindere electrică conform schemei din fig. 2, simulîndu-se funcționarea instalației de aprindere a unui motor cu ardere internă.

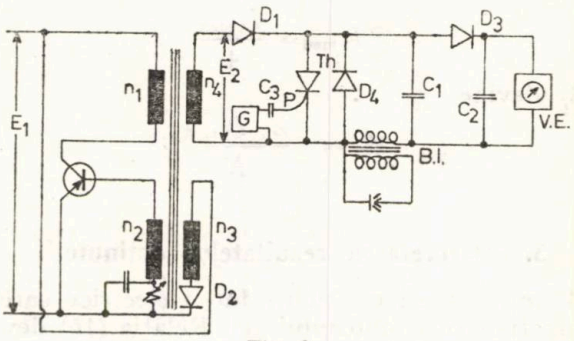


Fig. 2

Convertorul cu un tranzistor încarcă prin D_1 condensatorul $C_1 =$ $= 1$ μF. Pentru realizarea condiției date de relația (5) se utilizează înfășurarea suplimentară n_3 și dioda D_2. Condensatorul C_1 se descarcă prin tiristorul Th în bobina de inducție $B.I.$

Pentru măsurarea tensiunii ce apare pe condensatorul C_1 se utilizează circuitul constituit din dioda D_3, condensatorul C_2 și voltmetrul electronic $V.E.$, cu rezistența interioară $R_i = 100$ MΩ. Tiristorul este comandat pe poarta P de un generator de joasă frecvență, G. Rezultatele obținute sînt date în tabelul 1 . Secundarul bobinei de inducție a fost scurtcircuitat pentru a se simula funcționarea instalației de aprindere electrică în cele mai grele condiții.

Tabelul 1

Nr. crt.	Frecvența generatorului Hz	Tensiunea pe condensatorul C_1 U_c V	Curentul mediu prin tranzistor i_{med} A	Energia sistemului capacitiv $W_c = \frac{1}{2} CU_c^2$ mJ
1	10	400	0,8	80
2	100	400	0,8	80
3	160	340	0,8	57,8
4	200	300	0,8	45
5	300	240	0,8	28,8

5. Discuții

1. Din datele experimentale se observă că sistemul capacitiv de aprindere electrică avînd la convertor un singur tranzistor poate furniza aceeași energie la pornirea motorului ca și cel care are la convertor doi tranzistori în contratimp.

2. Această energie, de 80 mJ, a rămas constantă pînă la o viteză de 3 000 rot/min la un motor cu 4 cilindri (100 Hz) pentru ca apoi să scadă progresiv, ajungînd la 6 000 rot/min la 45 mJ, valoare destul de mare, pentru aprinderea amestecului carburant (1 ... 5 mJ [7]).

3. Se observă că scurtcircuitarea secundarului de către tiristor în momentul deschiderii sale nu exercită vreo influență asupra curentului care circulă prin tranzistor, ca în cazul convertorului cu doi tranzistori. Acest aspect se explică prin faptul că impedanța de ieșire a convertorului este mare [5], ceea ce constituie un avantaj în acest caz.

4. Prezența înfășurării n_3 și a diodei D_2 stabilizează tensiunea E_2 și mărește randamentul convertorului [6].

5. Sistemul prezentat are avantajul economisirii unui tranzistor de putere la convertor și a trei diode de înaltă tensiune la puntea de redresare, în comparație cu sistemele prezentate în [2], [3].

6. Concluzii

1. Se arată teoretic și experimental că un convertor cu un singur tranzistor poate fi utilizat la sistemul capacitiv de aprindere electrică cu semiconductori.

2. S-a dedus relația (16), importantă în estimările teoretice și aplicative. Ea exprimă legătura între energia care poate fi transmisă la bujie funcție de numărul maxim de turații al motorului, tensiunea sursei electrice a autovehiculului și curentul mediu prin tranzistor.

3. Relația (16), ca și datele experimentale obținute, arată că sistemul capacitiv de aprindere electrică avînd la convertor un singur tranzistor de putere poate da rezultate bune la funcționarea motoarelor cu o frecvență a scînteilor de pînă la 200 Hz și satisfăcătoare pentru frecvențe mai mari.

4. Sistemul studiat prezintă unele avantaje funcționale și constructive față de cele prezentate în [1] ... [3], putînd asigura o energie mare pentru pornirea motorului.

Autorul mulțumește prof. dr. V. Tutovan, conducătorul laboratorului de electricitate „Șt. Procopiu" pentru discuțiile purtate, sugestiile date și ajutorul acordat în realizarea acestei lucrări.

Primită la 3 martie 1978

Universitatea „Al. I. Cuza", Iași
Laboratorul de Electricitate
„Ștefan Procopiu",
Facultatea de fizică

BIBLIOGRAFIE

1. Del Zotto G., *Sistemi di accensione a semiconduttori per motori a scoppio d'automobile.* Electronica e telecomunicazioni, *2*, 51—57 (1972).
2. * * * Brevet S.U.A., nr. 3 564 581, 16 febr., 1971.

3. * * * Brevet S.U.A., nr. 3 604 978, 14 sept., 1971.
4. Aramă C., Şerbănescu A., *Economia de combustibil la automobile.* Ed. Tehn., Buc., 1974.
5. Tănăsescu T., *Circuite cu tranzistoare.* Ed. Tehn., Buc., 1961, 476—490.
6. Felea I., *Circuite cu tranzistoare în industrie.* Vol. 2, Ed. Tehn., Buc., 1964, 469—500.
7. Fransua A., Raicu V., *Echipamentul electric al automobilelor.* Ed. Tehn., Buc., 1966, 188—191.

CONTRIBUTIONS TO THE STUDY OF THE CAPACITOR DISCHARGE IGNITION SYSTEM WITH SEMICONDUCTORS

(Summary)

It is theoretically established and experimentally proved that the capacitive ignition system having a converter with only one transistor can give good results in the operation of the engines with a spark frequency of up to 200 Hz.

Coli tipar 8

Tiparul executat sub cd. 81
la Întreprinderea poligrafică Iaşi
str. 7 Noiembrie nr. 49

40822

F 1503/3

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI

Tomul XXVI (XXX)

Fasc. 3—4

Secția III

ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ
ELECTRONICĂ
AUTOMATIZĂRI

1980

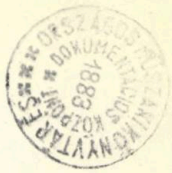
Tomul XXVI (XXX)

Fasc. 3—4

Seria III

ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ
ELECTRONICĂ
AUTOMATIZĂRI

1980



BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI

Tomul XXVI (XXX)

Fasc. 3—4

Secţia III

ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ
ELECTRONICĂ
AUTOMATIZĂRI

1980

COLEGIUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. VAL. BLIDARU,
Prof. dr. doc. N. V. BOȚAN,
Prof. dr. ing. GH. CAȘLER,
Prof. dr. ing. M. GAFIȚANU (președinte),
Prof. dr. P. MĂLCOMETE,
Prof. dr. doc. D. MANGERON,
Prof. dr. ing. T. SILION,
Acad. prof. dr. doc. CR. SIMIONESCU,
Prof. dr. ing. I. VLAD.

COMITETUL DE REDACȚIE AL SECȚIEI III. Electrotehnică Energetică, Electronică. Automatizări

Prof. dr. ing. I. BEJAN
Prof. dr. ing. D. BĂRBULESCU
Prof. dr. ing. AL. POEATĂ

REDACȚIA

Prof. dr. doc. D. MANGERON (redactor responsabil)
Prof. dr. ing. HUGO ROSMAN (secretar de redacție)
ECATERINA IRIMIEA (tehnoredactor)

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Tomul XXVI (XXX), Fasc. 3–4 1980

Secţia III

ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

SUMAR

Pag.

H. ROSMAN, Asupra unei generalizări a lui Kontorovici a relaţiilor Manley-Rowe (engl., rez. rom.) 9

C. ANDRONE şi FL. TRIFAN, Modulatorul magnetic în inel pentru curenţi (rom., rez. engl.) 15

V. COSMA, Sinteza unor rezistoare neliniare cu caracteristica în N sau S (rom., rez. germ.) 23

A. IOINOVICI, O metodă de stabilire a ecuaţiilor unui circuit rezistiv, liniar, n-port (engl., rez. rom.) 31

A. CREŢU şi E. CREŢU, Analiza şi calculul erorilor redresoarelor sensibile la fază, electronice, cu durata de conducţie reglabilă (rom., rez. franc.) . . . 39

A. BARABOI, E. HNATIUC şi P. LEONTE, Regimul tranzitoriu de acţionare al electromagneţilor de curent continuu (franc., rez. rom.) 47

D. ALEXA, L. TURIC, R. SIREŢCHI şi C. ORIŢĂ, Convertizor static de frecvenţă pentru alimentarea grupurilor de motoare electrice trifazate (engl., rez. rom.) 55

M. ANTONESCU, Un adaptor programabil pentru apeluri de probă (germ., rez. rom.) 61

S. MITREA, L. CANTEMIR, I. POPESCU şi M. JUNCU, Asupra stabilităţii unui sistem de levitaţie electromagnetică (engl., rez. rom.) 65

AL. SIMION, Influenţa rezistenţei rotorice asupra comportării motorului asincron trifazat alimentat de la o reţea monofazată (germ., rez. rom.) . . . 71

E. TEODORU, Influenţa rotorului intermediar asupra dinamicii sistemelor acţionate de motoare cu dublu rotor (franc., rez. rom.) 77

C. FLORESCU şi S. ZISSU, Asupra capacităţii motorului sincron de a stabiliza tensiunea reţelei (franc., rez. rom.) 83

Pag.

M. VOICU, Estimarea armonicilor superioare de curent ale sursei convenționale a regimului deformant din rețelele electrice industriale cu ajutorul observatorului Luenberger (germ., rez. rom.) 89

C. HUȚANU și C. CATANĂ, Circuit secvențial pentru formarea semnalelor de pistaj la un laminor reversibil (rom., rez. franc.) 103

AL. POEATĂ, N. POEATĂ și GH. GEORGESCU, Contribuții privind întocmirea modelului matematic pentru optimizarea repartiției surselor reactive în rețelele de distribuție (rom., rez. franc.) 111

GH. CÎRȚINĂ și I. ȚIȚARIU, Utilizarea impedanței-imagine variabile în reglajul optimal al tensiunii în rețelele de distribuție (franc., rez. rom.) . . . 117

R. OLÁH și I. OLÁH, Transformator dublor de frecvență pentru sudare cu arc electric la 100 Hz (germ., rez. rom.) 123

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Tom XXVI (XXX), Fasc. 3–4 1980

Section III

ELECTROTECHNICS. ENERGETICS. ELECTRONICS. AUTOMATION

CONTENTS

Pp.

H. ROSMAN, About a Kontorovitch's Generalization of Manley-Rowe Relations (English, Romanian summary) 9

C. ANDRONE and FL. TRIFAN, Ring Magnetic Modulator for the Currents (Romanian, English summary) 15

V. COSMA, Die Synthese einiger nichtlinearen Widerständen mit Kennlinien in *N* oder *S* (Romanian, German summary) 23

A. IOINOVICI, A Method of Hybrid Equations Formulation for a Linear Resistive *n*-Port (English, Romanian summary) 31

A. CREŢU and E. CREŢU, L'analyse et le calcul des erreurs des redresseurs électroniques sensibles à la phase, ayant la durée de conduction reglable (Romanian, French summary) 39

A. BARABOI, E. HNATIUC et P. LEONTE, Le régime transitoire d'attraction des électro-aimants à courant continu (French, Romanian summary) . . . 47

D. ALEXA, L. TURIC, R. SIREŢCHI and C. ORIŢĂ, Static Frequency Converter for Supplying Sets of Three-Phased Electric Motors (English, Romanian summary) 55

M. ANTONESCU, Ein programierbares Zusatzgerät für Versuchsanrufe (German, Romanian summary) 61

S. MITREA, L. CANTEMIR, I. POPESCU and M. JUNCU, Upon the Stability of an Electromagnetic Levitation System (English, Romanian summary) 65

AL. SIMION, Der Einfluß des Läuferwiderstands auf das Verhalten der Dreiphasen-asynchronmaschine mit einphasiger Speisung (German, Romanian summary) 71

E. TEODORU, L'influence du rotor intermédiaire sur la dynamique des systèmes entrainés par des moteurs à rotors doubles (English, Romanian summary) 77

Pp.

C. FLORESCU et S. ZISSU, Sur la capacité du moteur synchrone de stabiliser la tension du réseau (French, Romanian summary) 83

M. VOICU, Schätzung von Stromoberschwingungen der konventionellen Verzerrungsbetriebsquelle von industriellen elektrischen Netzwerken mittels L u e n b e r g e r-Beobachters (German, Romanian summary) 89

C. HUȚANU et C. CATANĂ, Circuit séquentiel pour la formation des signaux de pistage dans un laminoir réversible (Romanian, French summary) . . . 103

AL. POEATA, N. POEATA et GH. GEORGESCU, Contributions concernant l'établissement du modèle mathématique pour l'optimisation de la répartition des sources réactives dans les réseaux de distribution (Romanian, French summary) 111

GH. CÎRȚINĂ et I. ȚIȚARIU, Utilisation de l'impédance-image variable dans le réglage optimal de la tension dans les réseaux de distribution (French, Romanian summary) 117

R. OLÁH und I. OLÁH, Frequenzverdoppler-transformator für das Schweißen mit elektrischem Lichtbogen bei 100 Hz (German, Romanian summary) 123

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Том XXVI (XXX), Вып. 3—4 1980

Секция III

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА. ЭНЕРГЕТИКА. ЭЛЕКТРОНИКА. АВТОМАТИКА

СОДЕРЖАНИЕ

Стр.

Г. РОСМАН, Об обобщении К о н т о р о в и ч а м уравнений М э н л и-Р о у (англ., рез. рум.) 9

К. АНДРОНЕ и ФЛ. ТРИФАН, Кольцевой магнитный модулятор для токов (рум., рез. англ.). 15

В. КОСМА, Синтез нелинейных сопротивлений имеющих характеристики в N или S (рум., рез. нем.) 23

А. ИОЙНОВИЧ, Метод установления уравнений линейного n-портного резистивного цепя (англ., рез. рум.) 31

А. КРЕЦУ и Е. КРЕЦУ, Анализ и расчет погрешностей фазочуствительных электронных выпрямителей с регулирующим временем проводимости (рум., рез. франц.) 39

А. БАРАБОЙ, Е. ХНАТЮК и П. ЛЕОНТЕ, Переходный режим включения электромагнита постоянного тока (франц., рез. рум.) . . . 47

Д. АЛЕКСА, Л. ТУРИК, Р. СИРЕЦКИЙ и К. ОРИЦЭ, Статический преобразователь частоты для электроснабжения групп трехфазных двигателя переменного тока (англ., рез. рум.) 55

М. АНТОНЕСКУ, Програмируемое приспособление для испытательных вызов (нем., рез. рум.) 61

С. МИТРЯ, Л. КАНТЕМИР, И. ПОПЕСКУ и М. ЖУНКУ, К устойчивости электромагнитного всплывания (англ., рез. рум.) 65

АЛ. СИМИОН, Влияние роторного сопротивления на поведение трехфазного асинхронного двигателя, работающего от сети однофазного тока (нем., рез. рум.). 71

Е. ТЕОДОРУ, Влияние промежуточного ротора на динамику приводов с двигателями с двойным ротором (франц., рез. рум.) 77

К. ФЛОРЕСКУ и С. ЗИССУ, О способности стабилизации напряжения сети синхронным двигателем (франц., рез. рум.) 83

Стр.

М ВОЙКУ, Оценка при помощи наблюдателя Люэнбергера высших гармоник условного источника тока деформирующего режима в промышленых электрических сетях (нем., рез рум.) 89

К. ХУЦАНУ и К. КАТАНЭ, Логический схем для образование дорожные сигналы в реверсивной прократной станы (рум., рез. франц.) . . 103

АЛ. ПОЯТЭ, Н. ПОЯТЭ и Г. ДЖЕОРДЖЕСКУ, К составлению математический модели при оптимизаций распределения источников реактивной мощности в электрических сетьях (рум., рез. франц.) 111

Г. КЫРЦИНЭ и И. ЦИЦАРЮ, Использование сопротивления-замещения при оптимального регулирования распределительной сети (франц., рез. рум.) 117

Р. ОЛАХ и И. ОЛАХ, Статический удвоитель частоты для дуговой электросварки на 100 Hz (нем., рез. рум.) 123

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXVI (XXX), fasc. 3—4, 1980
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D. C. 621.373.93

ABOUT A KONTOROVITCH'S GENERALIZATION OF THE MANLEY-ROWE RELATIONS

BY

HUGO ROSMAN

1. The relations satisfied by the active powers transferred from a harmonic to another play a fundamental role in the energy balance of nonlinear and parametric circuits. In 1956, Manley and Rowe [1] established the following relations:

$$(1)\qquad \sum_{m=0}^{\infty}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\frac{mP_{m,n}}{m\omega_1+n\omega_2}=0,\qquad \sum_{m=-\infty}^{\infty}\sum_{n=0}^{\infty}\frac{nP_{m,n}}{m\omega_1+n\omega_2}=0,$$

for nonlinear, reactive, nondissipative, hysteresisles circuits, where nonperiodic processes do not take place. In relations (1) ω_1, ω_2 stand for the angular frequencies of two sine-signals that drive the nonlinear (or parametric) circuit and $P_{m,n}=\mathcal{R}_e(\underline{U}_{m,n}\underline{I}^*_{m,n})$ — the active power corresponding to the harmonic having the angular frequency $\omega_{m,n}=m\omega_1+n\omega_2$ (with m, n — positive integer, negative integer or zero).

In a previous paper [2] the author showed that relations (1) (and later on it was shown that a series of other energy relations [3]) stem from the so called „primitive" (or „generating") Manley-Rowe (M.R.) relations:

$$(2)\qquad \sum_{m=0}^{\infty}\sum_{n=-\infty}^{\infty}mP_{m,n}=0,\qquad \sum_{m=-\infty}^{\infty}\sum_{n=0}^{\infty}nP_{m,n}=0.$$

Otherwise, relations of the kind (1) (or (2)) are satisfied, more generally, by any pair of vector or scalar signals, $f(t)$, $g(t)$, which are double-periodic w.r.t. the scalar variable t and have the same periods, $T_1=2\pi/\omega_1$, $T_2=2\pi/\omega_2$, provided that the signals satisfies the relation:

$$(3)\qquad \oint f(g)\,\mathrm{d}g=0.$$

If the double-periodic signals $f(t)$, $g(t)$ can be expanded into the double complex Fourier series:

$$(4)\qquad f(t)=\sum_{m=-\infty}^{\infty}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\underline{F}_{m,n}\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}(m\omega_1+n\omega_2)t},\qquad g(t)=\sum_{m=-\infty}^{\infty}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\underline{G}_{m,n}\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}(m\omega_1+n\omega_2)t},$$

with

$$(5)\qquad \underline{F}_{m,n}=\frac{1}{4\pi^2}\int_0^{2\pi}\mathrm{d}(\omega_2 t)\int_0^{2\pi}f(t)\,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}(m\omega_1+n\omega_2)t}\,\mathrm{d}(\omega_1 t),\quad \underline{G}_{m,n}=\frac{1}{4\pi^2}\int_0^{2\pi}\mathrm{d}(\omega_2 t)\int_0^{2\pi}g(t)\,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}(m\omega_1+n\omega_2)t}\,\mathrm{d}(\omega_1 t),$$

then the following relations are satisfied [4]:

$$(6)\qquad \sum_{m=0}^{\infty}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\frac{m\mathcal{R}_e(\underline{F}_{m,n}\underline{G}^*_{m,n})}{m\omega_1+n\omega_2}=0,\qquad \sum_{m=-\infty}^{\infty}\sum_{n=0}^{\infty}\frac{n\mathcal{R}_e(\underline{F}_{m,n}\underline{G}^*_{m,n})}{m\omega_1+n\omega_2}=0,$$

and

$$(7)\qquad \sum_{m=0}^{\infty}\sum_{n=-\infty}^{\infty}m\mathcal{R}_e(\underline{F}_{m,n}\underline{G}^*_{m,n})=0,\qquad \sum_{m=-\infty}^{\infty}\sum_{n=0}^{\infty}n\mathcal{R}_e(\underline{F}_{m,n}\underline{G}^*_{m,n})=0,$$

respectively [5].

2. M. I. Kontorovitch extended, in a paper published in 1967, the M. R. relations, establishing, for example a the more general ones:

$$(8)\qquad \sum_{m=-\infty}^{\infty}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\frac{m\mathcal{R}_e(\underline{F}_{m,n}\underline{G}^*_{m,n-\nu})}{m\omega_1+n\omega_2}=0,\qquad \sum_{m=-\infty}^{\infty}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\frac{n\mathcal{R}_e(\underline{F}_{m,n}\underline{G}^*_{m-\mu,\nu})}{m\omega_1+n\omega_2}=0,$$

with $|\mu|, |\nu|=0, 1, 2,...$

The aim of this paper is to bring out the possibility of establishing even more general relations, valid in nonlinear and parametric circuits, out of which relations (8) can be derived as a particular case.

3. Having the double periodic signals $f(t)$, $g(t)$, given by (4) and satisfying the conditions above mentioned, one can define, for example, the signals:

$$(9)\qquad h(t)=f(t)\cos(\mu\omega_1+\nu\omega_2)\,t,\quad l(t)=g(t)\cos(\sigma\omega_1+\tau\omega_2)\,t,$$

which are also double periodic, with $\mu, \nu, \sigma, \tau=\pm1, \pm2,...$

Obviously, the signals $h(t)$, $l(t)$ have the same periods ($T_1=2\pi/\omega_1$, $T_2=2\pi/\omega_2$) as $f(t)$ and $g(t)$ and can be expanded into the double complex Fourier series:

$$(10)\qquad h(t)=\sum_{m=-\infty}^{\infty}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\underline{H}_{m,n}\,e^{j(m\omega_1+n\omega_2)t},\qquad l(t)=\sum_{m=-\infty}^{\infty}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\underline{L}_{m,n}\,e^{j(m\omega_1+n\omega_2)t},$$

with

$$(11)\qquad \begin{cases}\underline{H}_{m,n}=\dfrac{1}{4\pi^2}\displaystyle\int_0^{2\pi}d(\omega_2t)\int_0^{2\pi}h(t)\,e^{-j(m\omega_1+n\omega_2)t}\,d(\omega_1t),\\[2ex] \underline{L}_{m,n}=\dfrac{1}{4\pi^2}\displaystyle\int_0^{2\pi}d(\omega_2t)\int_0^{2\pi}l(t)\,e^{-j(m\omega_1+n\omega_2)t}\,d(\omega_1t).\end{cases}$$

By taking into account relations (9) and having in view that

$$(12)\qquad \begin{cases}\cos(\mu\omega_1+\nu\omega_2)\,t=\dfrac{1}{2}\left[e^{j(\mu\omega_1+\nu\omega_2)t}+e^{-j(\mu\omega_1+\nu\omega_2)t}\right],\\[2ex] \cos(\sigma\omega_1+\tau\omega_2)\,t=\dfrac{1}{2}\left[e^{j(\sigma\omega_1+\tau\omega_2)t}+e^{-j(\sigma\omega_1+\tau\omega_2)t}\right],\end{cases}$$

we can write (11) under the equivalent form:

$$(13)\quad \begin{cases} \underline{H}_{m,n}=\dfrac{1}{8\pi^2}\displaystyle\int_0^{2\pi} d(\omega_2 t)\int_0^{2\pi} f(t)\left\{e^{j[(-m+\mu)\omega_1+(-n+\nu)\omega_2]t}+e^{j[-(m+\mu)\omega_1-(n+\nu)\omega_2]t}\right\} d(\omega_1 t), \\ \underline{L}_{m,n}=\dfrac{1}{8\pi^2}\displaystyle\int_0^{2\pi} d(\omega_2 t)\int_0^{2\pi} g(t)\left\{e^{j[-m+\sigma)\omega_1+(-n+\tau)\omega_2]t}+e^{j[-(m+\sigma)\omega_1-(n+\tau)\omega_2]t}\right\} d(\omega_1 t) \end{cases}$$

or

$$(14)\quad \underline{H}_{m,n}=\frac{1}{2}(\underline{F}_{m+\mu,\,n+\nu}+\underline{F}_{m-\mu,n-\nu}),\quad \underline{L}_{m,n}=\frac{1}{2}(\underline{G}_{m+\sigma,\,n+\tau}+\underline{G}_{m-\sigma,\,n-\tau}).$$

The signals $h(t)$, $l(t)$ being double periodic w.r.t. the independent (scalar) variable t, relations of the kind (6) are satisfied, i.e. :

$$(15)\quad \sum_{m=0}^{\infty}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\frac{m\mathcal{R}e(\underline{H}_{m,n}\,\underline{L}^*_{m,n})}{m\omega_1+n\omega_2}=0,\qquad \sum_{m=-\infty}^{\infty}\sum_{n=0}^{\infty}\frac{n\mathcal{R}e(\underline{H}_{m,n}\,\underline{L}^*_{m,n})}{m\omega_1+n\omega_2}=0.$$

By substituting (14) into (15), we get the relation :

$$(16)\quad \begin{aligned} &\sum_{m=0}^{\infty}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\frac{m\mathcal{R}e(\underline{F}_{m+\mu,\,n+\nu}\,\underline{G}^*_{m+\sigma,\,n+\tau})}{m\omega_1+n\omega_2}+\sum_{m=0}^{\infty}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\frac{m\mathcal{R}e(\underline{F}_{m+\mu,\,n+\nu}\,\underline{G}^*_{m-\sigma,\,n-\tau})}{m\omega_1+n\omega_2}+ \\ &+\sum_{m=0}^{\infty}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\frac{m\mathcal{R}e(\underline{F}_{m-\mu,\,n-\nu}\,\underline{G}^*_{m+\sigma,\,n+\tau})}{m\omega_1+n\omega_2}+\sum_{m=0}^{\infty}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\frac{m\mathcal{R}e(\underline{F}_{m-\mu,\,n-\nu}\,\underline{G}^*_{m-\sigma,\,n-\tau})}{m\omega_1+n\omega_2}=0 \end{aligned}$$

and another one of a similar form.

If we change the summation indexes m, n into $-m$, $-n$ in the second and the last term of (16) we get :

$$(17)\quad \begin{aligned} &\sum_{m=0}^{\infty}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\frac{m\mathcal{R}e(\underline{F}_{m+\mu,\,n+\nu}\,\underline{G}^*_{m+\sigma,\,n+\tau})}{m\omega_1+n\omega_2}+\sum_{m=-\infty}^{0}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\frac{m\mathcal{R}e(\underline{F}_{-m+\mu,\,-n+\nu}\,\underline{G}^*_{-m-\sigma,\,-n-\tau})}{m\omega_1+n\omega_2}+ \\ &+\sum_{m=0}^{\infty}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\frac{m\mathcal{R}e(\underline{F}_{m-\mu,\,n-\nu}\,\underline{G}^*_{m+\sigma,\,n+\tau})}{m\omega_1+n\omega_2}+\sum_{m=-\infty}^{\infty}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\frac{m\mathcal{R}e(\underline{F}_{-m-\mu,\,-n-\nu}\,\underline{G}^*_{-m-\sigma,\,-n-\tau})}{m\omega_1+n\omega_2}=0. \end{aligned}$$

Taking into account that

$$(18)\quad \underline{F}_{-m\mp\mu,\,-n\mp\nu}=\underline{F}^*_{m\pm\mu,\,n\pm\nu},\qquad \underline{G}_{-m-\sigma,\,-n-\tau}=\underline{G}^*_{m+\sigma,\,n+\tau}$$

relation (17) becomes :

$$(19)\quad \sum_{m=-\infty}^{\infty}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\frac{m\mathcal{R}e[(\underline{F}_{m+\mu,\,n+\nu}+\underline{F}_{m-\mu,\,n-\nu})\,\underline{G}^*_{m+\sigma,\,n+\tau}}{m\omega_1+n\omega_2}=0.$$

Similarly, one can show that for the same double periodic signals the following relation

$$(20)\quad \sum_{m=-\infty}^{\infty}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\frac{n\mathcal{R}e[(\underline{F}_{m+\mu,\,n+\nu}+\underline{F}_{m-\mu,\,n-\nu})\,\underline{G}^*_{m+\sigma,\,n+\tau}}{m\omega_1+n\omega_2}=0$$

is also satisfied.

4. Consider now the double periodic signals :

$$r(t)=f(t)\sin(\mu\omega_1+\nu\omega_2)t,\quad s(t)=g(t)\sin(\sigma\omega_1+\tau\omega_2)t, \tag{21}$$

with μ, ν, σ, $\tau=\pm1,\ \pm2,\ldots$, that can be expanded into the double complex Fourier series :

$$r(t)=\sum_{m=-\infty}^{\infty}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\underline{R}_{m,n}\,e^{j(m\omega_1+n\omega_2)t},\quad s(t)=\sum_{m=-\infty}^{\infty}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\underline{S}_{m,n}\,e^{j(m\omega_1+n\omega_2)t}, \tag{22}$$

with

$$\begin{cases}\underline{R}_{m,n}=\dfrac{1}{4\pi^2}\displaystyle\int_0^{2\pi}\mathrm{d}(\omega_2t)\int_0^{2\pi}r(t)\,e^{-j(m\omega_1+n\omega_2)t}\,\mathrm{d}(\omega_1t),\\[2ex]\underline{S}_{m,n}=\dfrac{1}{4\pi^2}\displaystyle\int_0^{2\pi}\mathrm{d}(\omega_2t)\int_0^{2\pi}s(t)\,e^{-j(m\omega_1+n\omega_2)t}\,\mathrm{d}(\omega_1t),\end{cases} \tag{23}$$

the signals $r(t)$, $s(t)$ having the periods $T_1=2\pi/\omega_1$, $T_2=2\pi/\omega_2$.

By using a procedure similar to that employed in §3 it is not difficult to show that :

$$\begin{cases}\underline{R}_{m,n}=\dfrac{j}{2}(\underline{F}_{m+\mu,\,n+\nu}-\underline{F}_{m-\mu,\,n-\nu}),\\[2ex]\underline{S}_{m,n}=\dfrac{j}{2}(\underline{G}_{m+\sigma,\,n+\tau}-\underline{G}_{m-\sigma,\,n-\tau}).\end{cases} \tag{24}$$

The double periodic signals $r(t)$, $s(t)$ satisfies relations of the kind (6), namely :

$$\sum_{m=0}^{\infty}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\frac{m\,\mathcal{R}e(\underline{R}_{m,n}\,\underline{S}^*_{m,n})}{m\omega_1+n\omega_2}=0,\qquad \sum_{m=-\infty}^{\infty}\sum_{n=0}^{\infty}\frac{n\,\mathcal{R}e(\underline{R}_{m,n}\,\underline{S}^*_{m,n})}{m\omega_1+n\omega_2}=0. \tag{25}$$

By substituting (24) into (25) and using a technique similar to that utilized in §3 we can show, finally, that the following relations are satisfied :

$$\begin{cases}\displaystyle\sum_{m=-\infty}^{\infty}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\frac{m\,\mathcal{R}e[(\underline{F}_{m+\mu,\,n+\nu}-\underline{F}_{m-\mu,\,n-\nu})\,\underline{G}^*_{m+\sigma,\,n+\tau}]}{m\omega_1+n\omega_2}=0,\\[2ex]\displaystyle\sum_{m=-\infty}^{\infty}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\frac{n\,\mathcal{R}e[(\underline{F}_{m+\mu,\,n+\nu}-\underline{F}_{m-\mu,\,n-\nu})\,\underline{G}^*_{m+\sigma,\,n+\tau}]}{m\omega_1+n\omega_1}=0.\end{cases} \tag{26}$$

5. Taking into account (19), (20) on one hand and (26) on the other hand one can establish , at the last, the relations :

$$\begin{cases}\displaystyle\sum_{m=-\infty}^{\infty}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\frac{m\,\mathcal{R}e(\underline{F}_{m+\mu,\,n+\nu}\,\underline{G}^*_{m+\sigma,\,n+\tau})}{m\omega_1+n\omega_2}=0,\\[2ex]\displaystyle\sum_{m=-\infty}^{\infty}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\frac{n\,\mathcal{R}e(\underline{F}_{m+\mu,\,n+\nu}\,\underline{G}^*_{m+\sigma,\,n+\tau})}{m\omega_1+n\omega_2}=0.\end{cases} \tag{27}$$

These relations represent a generalisation of those obtained by Kontorovitch (*op. cit.*), which result as a particular case of (27), when $\mu=\nu=\sigma=0$ and $\mu=\nu=\tau=0$, respectively. Moreover, if $\mu=\nu=\sigma=\tau=0$ one finds M.R. relations.

It is believed that relations (27) can be used in the field of nonlinear and parametric circuits.

Received, February 26, 1980

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electrotechnics,
Electrical Measurements and Machines

REFERENCES

1. Manley J., Rowe H. E., *Some General Properties of Nonlinear Elements.* I. *General Energy Relations.* Proceed. of the I.R.E., 44, *7*, 904–913 (1956).
2. Rosman H., *Über die Manley-Rowe Beziehungen.* XIV. Intern. Wiss. Koll., TH Ilmenau, *5*, 23–28 (1969).
3. Rosman H., *On a Generalization of the Manley-Rowe Relations.* Bul. Inst. polit., Iași, **XIX (XXIII)**, *1–2*, s. III, 29–38 (1973).
4. Rosman H., *Generalized Manley-Rowe Relations.* Bul. Inst. polit., Iași, **XVIII (XXII)**, *1–2*, s. III, 15–21 (1972).
5. Rosman H., *Energy Relations in Parametric Networks.* Bul. Inst. polit., Iași, **XXII (XXVI)**, *3–4*, s. III, 7–10 (1976).
6. Конторович М. И., *О соотношениях Менли и Роу и об одном их обобщения.* Радиотехника, **22**, *8* (1967).

ASUPRA UNEI GENERALIZĂRI A LUI KONTOROVICI A RELAȚIILOR MANLEY-ROWE

(Rezumat)

Se demonstrează că orice pereche de funcții scalare sau vectoriale (4), dublu-periodice în raport cu aceeași variabilă scalară independentă, avînd aceleași perioade $T_1=2\pi/\omega_1$, $T_2=2\pi/\omega_2$ și verificînd condiția (3), satisfac relații de tipul (27), unde $\mu, \nu, \sigma, \tau=\pm 1, \pm 2, \ldots$

Relațiile astfel obținute constituie o extindere a unei generalizări date de Kontorovici [6] relațiilor lui Manley-Rowe.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXVI (XXX), fasc. 3—4, 1980
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. Z. 621.396.619

MODULATORUL MAGNETIC ÎN INEL PENTRU CURENŢI

DE

CAMELIA ANDRONE şi FLORENTINA TRIFAN

1. Introducere

Procesul neliniar de modulaţie în amplitudine poate fi realizat cu oricare dintre cele trei categorii de elemente neliniare : rezistoare, bobine sau condensatoare, cu condiţia ca expresia caracteristicii lui să conţină un termen constant şi unul pătratic. Plecînd de la acest considerent s-a stabilit că bobina neliniară poate fi folosită pentru obţinerea modulaţiei de amplitudine dacă este polarizată în curent continuu, [1]. În acest caz s-au stabilit scheme principiale şi practice de modulatoare magnetice echilibrate şi în inel, [2], analoge celor cu rezistoare neliniare (diode semiconductoare sau tranzistoare), [3]. Se deosebesc două grupe de modulatoare magnetice de amplitudine : a) excitate cu curenţi, b) excitate cu tensiuni (se consideră semnale de excitaţie atît semnalul purtător cît şi cel modulator).

2. Modulatorul magnetic în inel excitat cu curenţi sinusoidali

Schema electrică a modulatorului magnetic în inel pentru curenţi, [4], este reprezentată în fig. 1. Ea comportă patru miezuri magnetice identice, din material feromagnetic moale sau ferită moale, pe care sînt plasate cîte patru înfăşurări: o înfăşurare, N_p, corespunzătoare semnalului purtător, o înfăşurare, N_m, corespunzătoare semnalului modulator, o înfăşurare corespunzătoare curentului constant de polarizare, N_c şi o înfăşurare, N, de ieşire. Generatoarele u_p şi u_m reprezintă generatoarele sinusoidale de semnal purtător, respectiv modulator. Curenţii i_p şi i_m de excitaţie a miezurilor se păstrează sinusoidali datorită rezistenţelor R_p şi R_m. Bobinele miezurilor *1* şi *2* sînt polarizate cu curentul constant I_c de acelaşi sens iar cele ale miezurilor *3* şi *4* sînt polarizate cu acelaşi curent I_c avînd însă sens contrar.

Acest modulator este un hexapol avînd trei porţi : poarta AB prin care se aplică semnalul purtător sinusoidal de frecvenţă f_p, poarta de intrare CD prin care se aplică semnalul modulator (de intrare) sinusoidal de frecvenţă modulatoare f_m şi poarta de ieşire XY. Sursa de tensiune constantă care polarizează bobina neliniară este considerată ca o componentă internă a modulatorului.

Polinomul de aproximare a caracteristicii $\psi(i)$ a unei bobine a modulatorului este de forma :

$$\psi = B_0 + B_1 i - B_2 i^2 - B_3 i^3, \tag{1}$$

în care coeficienții $B_0, \ldots, B_3$ sînt funcții ce depind de amplitudinile curenților de excitație, de amplitudinile armonicilor de rang doi ale lor și de curentul constant de polarizare.

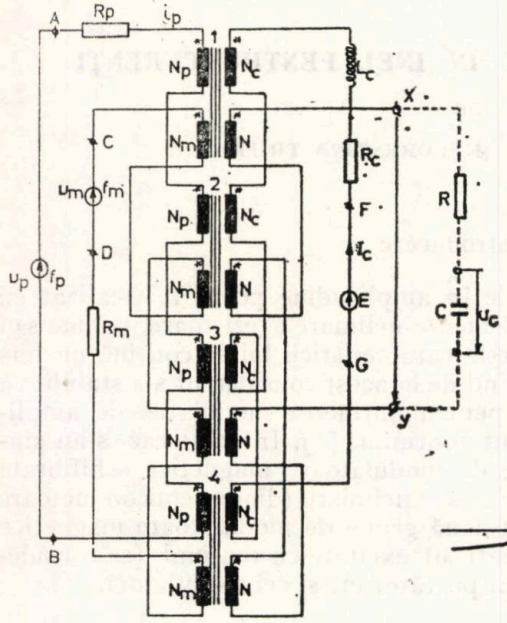


Fig. 1

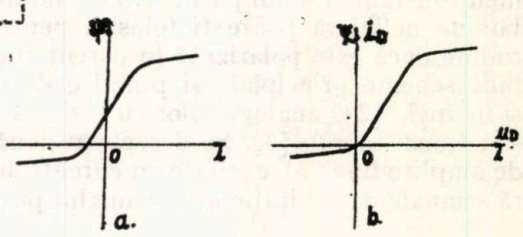


Fig. 2

Ținînd cont de faptul că bobina funcționează în regim de magnetizare liberă (armonicile de rang doi ale curenților circulă liber în circuitul de polarizare și cele identice cu el) caracteristica (1) este asemănătoare ca formă, (fig. 2 *a*), cu cea a diodei semiconductoare folosită curent în schemele modulatoarelor în inel. În anumite condiții de suprimare a armonicilor de rang doi se poate obține o caracteristică $\psi(i)$ identică cu cea a diodei, $i_D(u_D)$ (fig. 2 *b*).

Miezurile *1* și *3* sînt excitate cu suma curenților (solenațiilor) sinusoidali i_p și i_m iar miezurile *2* și *4* cu diferența lor :

$$i = i_p \pm i_m = I_{pm} \cos \omega_m t \pm I_{mm} \cos \omega_m t. \tag{2}$$

Fluxurile magnetice în cele patru miezuri, ținînd cont și de sensurile curenților de polarizare, rezultă de forma :

$$\begin{cases} \psi_1 = B_0 + B_1(i_p + i_m) - B_2(i_p + i_m)^2 - B_3(i_p + i_m)^3, \\ \psi_2 = B_0 + B_1(i_p - i_m) - B_2(i_p - i_m)^2 - B_3(i_p - i_m)^3, \\ \psi_3 = -B_0 + B_1(i_p + i_m) + B_2(i_p + i_m)^2 - B_3(i_p + i_m)^3, \\ \psi_4 = -B_0 + B_1(i_p - i_m) + B_2(i_p - i_m)^2 - B_3(i_p + i_m)^3. \end{cases} \tag{3}$$

Se consideră drept semnal primar de ieșire fluxul magnetic ψ, cules la bornele condensatorului C al circuitului de integrare RC, aplicat la poarta de ieșire XY a modulatorului, la care sînt conectate cele patru bobine de ieșire. Ținînd cont de modul de conectare al acestora, fluxul magnetic de ieșire rezultă de forma :

$$\psi=\psi_1-\psi_2-\psi_3+\psi_4=8B_2i_pi_m \tag{4}$$

sau :

$$\psi=8B_2I_{pm}I_{mm}\left[\cos(\omega_p+\omega_m)t+\cos(\omega_p-\omega_m)t\right]. \tag{5}$$

Se consideră drept semnal secundar de ieșire tensiunea u_e, măsurată la bornele XY ; această tensiune reprezintă, de fapt, derivata fluxului magnetic ψ.

Oricare dintre cele două semnale de ieșire reprezintă un semnal modulat în amplitudine avînd semnalul purtător suprimat. Ele conțin, prin urmare, numai cele două frecvențe laterale, $f_p \pm f_m$; acestea fiind foarte apropiate, semnalul modulat apare sub formă de bătăi (fig. 9).

Dispozitivul reprezintă, de fapt, un generator de tensiune modulată în amplitudine. Dacă generatoarele u_p și u_m își schimbă locul între ele, semnalul de ieșire nu se modifică.

3. Analiza mărimilor caracteristice pentru modulatorul magnetic în inel

Un sistem de transmisie a informației, în general, și un translator de frecvențe, cum este modulatorul în inel, în particular, trebuie să îndeplinească, pentru o bună funcționare, următoarele două condiții : a) eficacitate maximă, b) distorsiuni minime.

Eficacitatea funcționării unui astfel de dispozitiv trebuie privită, în principal, din punct de vedere energetic. Astfel, el trebuie să îndeplinească dubla condiție : de a prezenta o atenuare cît mai mică pentru semnalul util și de a avea un consum de energie (de la sursa semnalului purtător) cît mai redus.

Distorsiunile pe care le poate introduce un modulator pot fi pe de o parte distorsiuni de neliniaritate datorită cărora își fac apariția frecvențe suplimentare perturbatoare și pe de altă parte distorsiuni liniare de amplitudine și de fază.

În cazul modulatoarelor magnetice în inel cu bobine neliniare a căror caracteristică poate fi aproximată printr-un polinom de gradul trei, fie că sînt excitate la curenți sinusoidali fie la fluxuri magnetice sinusoidale, distorsiunile de neliniaritate, datorită cărora apar produse de modulație de ordin superior, au fost eliminate prin procedee de compensare, în cadrul sintezei schemelor propuse.

Distorsiunile liniare de amplitudine pot fi puse în evidență, în general, cu ajutorul gradului de modulație. În cazul modulatorului în inel, însă, acesta nu are semnificație. De aceea se procedează direct la analiza dependenței amplitudinii semnalului de ieșire al modulatorului în inel în raport cu diversele mărimi ce intervin în expresia acestuia.

3.1. Influența frecvenței purtătoare asupra amplitudinii semnalului de ieșire

Semnalul de ieșire, fluxul magnetic ψ, este de forma :

$$\psi = 8B_2 I_{pm} I_{mm} \cos \omega_p t \cos \omega_m t \tag{6}$$

amplitudinea lui fiind :

$$\Psi_a = 8B_2 I_{pm} I_{mm}. \tag{7}$$

Ținînd seama că funcția de aproximare a coeficientului B_2 depinde direct de coeficienții de aproximare ai curbei de magnetizare, care la rîndul lor depind de frecvență, [5], rezultă că și amplitudinea Ψ_a a semnalului de ieșire depinde de frecvența purtătoare.

Pentru determinarea modului de variație al lui B_2 în raport cu frecvența se consideră că a_1 și a_3 variază în raport cu frecvența după următoarele relații :

$$a_1 = 10{,}7 - 0{,}013 f\,; \quad a_3 = 10{,}3.10^4 - 124 f. \tag{8}$$

Această aproximare este satisfăcătoare pentru un domeniu de variație a frecvenței cuprins între 350 și 800 Hz.

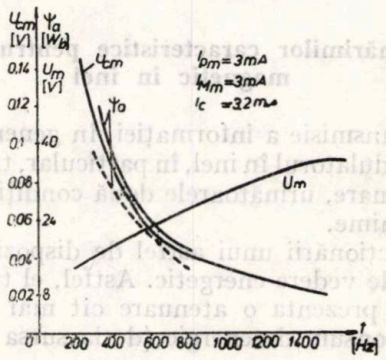


Fig. 3

În acest caz, pentru anumite valori ale curenților de excitație și de polarizare, B_2 capătă forma :

$$B_2 = \alpha_0 - \alpha_1 f, \tag{9}$$

în care α_0 și α_1 depind numai de valorile curenților de excitație și de polarizare. De exemplu, pentru $I_p = I_m = 3$ mA și $I_c = 3{,}2$ mA rezultă :

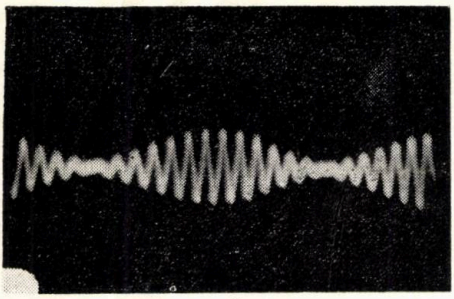
$$B_2 = 1{,}525{,}8 - 1{,}315 f. \tag{10}$$

Amplitudinea Ψ_a a semnalului de ieșire rezultă, atunci, de forma :

$$\Psi_a = \gamma_0 - \gamma_1 f, \tag{11}$$

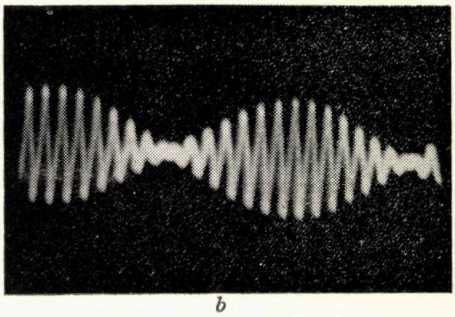
în care :

$$\gamma_0 = 8 I_{pm} I_{mm} \alpha_0, \quad \gamma_1 = 8 I_{pm} I_{mm} \alpha_1 \tag{12}$$



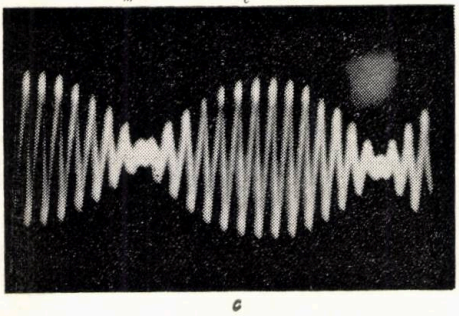
a

$f_m = 50$ Hz ; $f_p = 1\,445$ Hz ; $I_p = 2$ mA ;
$I_m = 2$ mA ; $I_c = 2$ mA



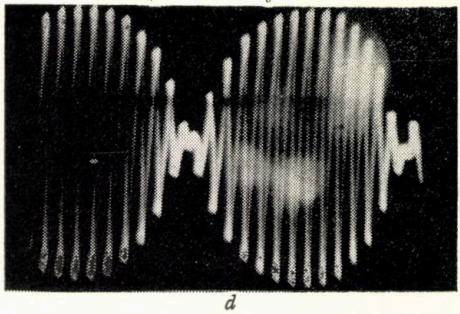
b

$f_m = 50$ Hz ; $f_p = 1\,445$ Hz ; $I_p = 3$ mA ;
$I_m = 2$ mA ; $I_c = 4$ mA



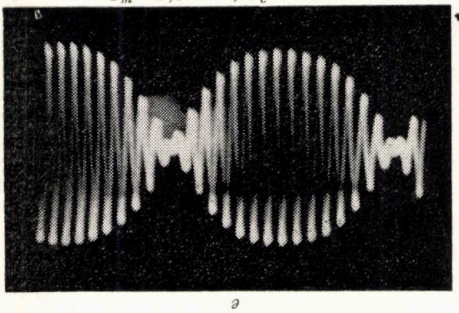
c

$f_m = 50$ Hz ; $f_p = 1\,445$ Hz ; $I_p = 4$ mA ;
$I_m = 2{,}5$ mA ; $I_c = 6$ mA.



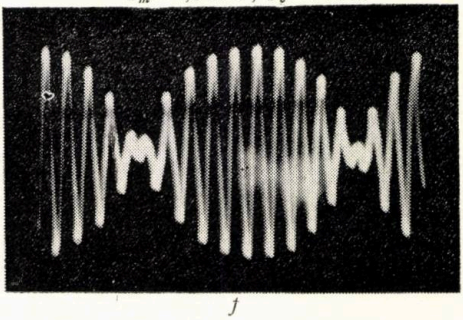
d

$f_m = 50$ Hz ; $f_p = 1\,445$ Hz; $I_p = 4{,}8$ mA
$I_m = 4{,}8$ mA ; $I_c = 6$ mA.



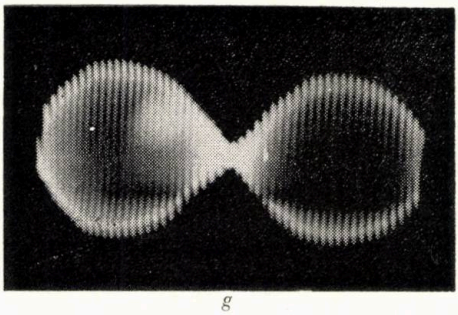
e

$f_m = 50$ Hz ; $f_p = 2\,005$ Hz ; $I_p = 3$ mA ;
$I_m = 4$ mA ; $I_c = 6$ mA.



f

$f_m = 50$ Hz ; $f_p = 1\,640$ Hz ; $I_p = 4$ mA ;
$I_m = 4$ mA ; $I_c = 6$ mA.



g

$f_m = 50$ Hz ; $f_p = 3\,010$ Hz ; $I_p = 2{,}5$ mA ;
$I_m = 2{,}5$ mA ; $I_c = 6$ mA.

Fig. 9

și avînd același mod de variație în raport cu frecvența ca și funcția B_2. În cazul menționat :

$$\gamma_0 = 0{,}109 \text{ Wb} ; \qquad \gamma_1 = 0{,}94.10^{-4} \text{ Vs}^2.$$

În fig. 3 este reprezentată grafic funcția $\Psi_a(f)$ și anume, cu linie întreruptă este figurată curba stabilită teoretic, corespunzătoare datelor enunțate mai sus și intervalului de frecvențe 350...800 Hz ; cu linie plină este reprezentată curba experimentală, corespunzătoare unui domeniu mai larg de frecvențe purtătoare. Se constată identitatea ca formă a celor două curbe iar diferența de valori numerice se datorează multiplelor simplificări efectuate în deducerea relației de dependență a coeficienților de aproximare a caracteristicilor de magnetizare. Tot cu linie plină (notată cu U_{cm}) este reprezentat și modul de variație a valorii maxime a tensiunii măsurate la bornele condensatorului circuitului de integrare ($R = 6.10^4\ \Omega$, $C = 17{,}5\ \mu\text{F}$), pe baza căreia s-a dedus curba $\Psi_a(f)$ stabilită experimental. Se constată o concordanță satisfăcătoare între premisele acceptate pe cale teoretică și rezultatele experimentale. În fig. 3 este reprezentat, de asemenea, și modul de variație a valorii maxime a tensiunii u, măsurată la bornele XY în gol ; fiind derivata fluxului magnetic ψ, amplitudinea acestei tensiuni rezultă prin multiplicarea amplitudinii Ψ_a a fluxului cu pulsația semnalului purtător ; din acest motiv și alura curbei precum și valorile ei diferă esențial de cele ale funcției $\Psi_a(f)$. Se constată o variație aproape liniară într-un domeniu larg de frecvență, pe de o parte, și valori ale tensiunii U_m de 400 ori mai mari, pe de altă parte.

3.2. Influența amplitudinii semnalului purtător asupra amplitudinii semnalului de ieșire

Expresia (7) a amplitudinii mărimii de ieșire conține în mod explicit amplitudinea I_{pm} a semnalului purtător. În afară de aceasta, însă, funcția de aproximare B_2 depinde, între alte mărimi și de amplitudinea semnalului sinusoidal aplicat, [2] ; în fig. 4 este reprezentată o familie de curbe de variație a coeficientului B_2 în raport cu curentul constant de polarizare, I_c, pentru diferite valori ale curentului sinusoidal, I_m ; toate mărimile ce intervin sînt reprezentate în valori normate.

Se admite că în intervalul de valori normate 0,25...0,75 pentru curentul de polarizare, funcția B_2 prezintă o variație liniară aproximabilă prin relația :

$$B_2 = m - nI_c, \tag{13}$$

în care coeficienții m și n depind la rîndul lor de valoarea amplitudinii normate a semnalului sinusoidal I_m (fig. 5).

In ceea ce privește $m(I_m)$ și $n(I_m)$ acestea se aproximează prin drepte de forma :

$$m = p - qI_n, \quad n = u - vI_n \tag{14}$$

unde :

$$p = 5{,}48, \quad q = 4{,}92 ; \quad u = 3{,}26, \quad v = 3{,}52 ;$$

Pentru efectuarea unei analize (calitative) a amplitudinii semnalului, Ψ_a, de ieșire a modulatorului în raport cu amplitudinea semnalului purtător este convenabil ca, în acest caz, coeficientul B_2 de aproximare să fie pus sub forma:

$$B_2 = s - lI_{pm}\,;\quad s = p - uI_c\,;\quad l = q - vI_c\,. \tag{15}$$

Se obține astfel:

$$\Psi_a = 8sI_{mm}I_{pm} - 8lI_{mm}I_{pm}^2. \tag{16}$$

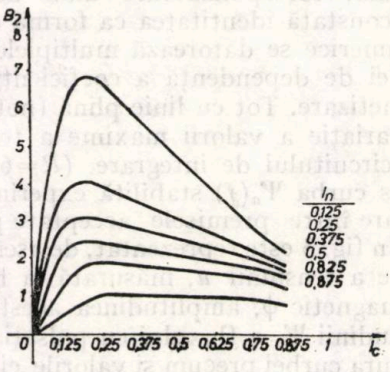


Fig. 4

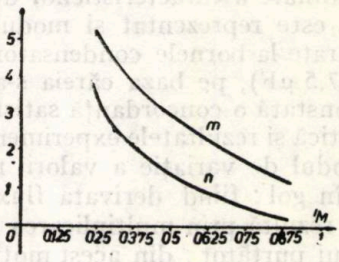


Fig. 5

Această relație pune în evidență o dependență neliniară între cele două mărimi; primul termen indică o proporționalitate directă între semnalul de ieșire și cel purtător, iar cel de-al doilea termen evidențiază distorsiunea de liniaritate introdusă de miezul magnetic. Rezultatele experimentale (fig. 6 și 7) reprezintă modul de variație a valorii maxime U_m a tensiunii de ieșire măsurată la bornele XY (fig. 1) în circuit deschis și a valorii maxime Ψ_a a semnalului de ieșire determinată pe baza valorii maxime a tensiunii u_c măsurată la bornele condensatorului C (fig. 1), în raport cu valorile efective ale celor doi curenți sinusoidali de excitație, pentru cîteva valori ale frecvenței purtătoare.

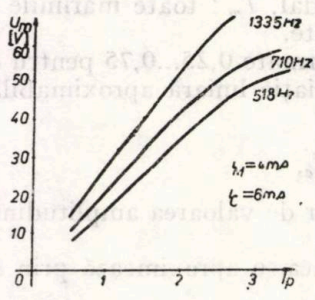


Fig. 6

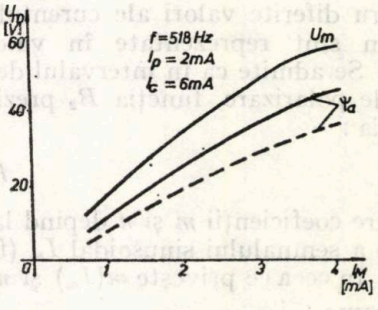


Fig. 7

Cu linie întreruptă este reprezentată dependența amplitudinii Ψ_a în raport cu valoarea efectivă a curentului modulator I_M, determinată teoretic cu ajutorul relației (16), pentru frecvența de 518 Hz.

Se pun în evidență domenii de variație liniară a amplitudinii semnalului de ieșire în raport cu fiecare dintre cei doi curenți de excitație. De asemenea se constată o bună concordanță între rezultatele teoretice și cele experimentale deși în deducerea expresiei amplitudinii semnalului de ieșire s-a făcut apel la o serie de aproximări.

În concluzie, modulatorul prezintă o caracteristică de ieșire care poate fi considerată liniară, cu o bună aproximație, în intervalul de valori ale amplitudinilor celor doi curenți, modulator respectiv purtător, determinat teoretic. În afara acestui interval comportarea miezului devine improprie realizării unei modulații de amplitudine de calitate.

3.3. Influența curentului constant de polarizare a bobinelor asupra amplitudinii semnalului de ieșire

Considerînd relațiile (7) și (13), amplitudinea Ψ_a a semnalului de ieșire se poate pune sub forma :

$$\Psi_a = 8mI_{pm}I_{Mm} - 8nI_{pm}I_{mm}I_c. \tag{17}$$

Se constată astfel că în intervalul de valori menționat (0,25...0,75) pentru curentul de comandă normat, amplitudinea semnalului de ieșire scade cu creșterea curentului de polarizare. Avînd în vedere fig. 4 se poate aprecia că variind curentul constant de la zero pînă la valoarea de saturație, amplitudinea Ψ_a crește repede atingînd un maxim, corespunzător curentului de polarizare optim, după care scade ; cu alte cuvinte amplitudinea semnalului

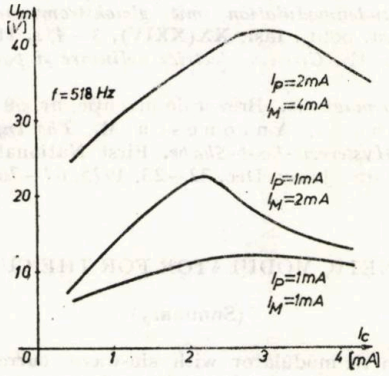


Fig. 8

de ieșire variază în raport cu I_c în același mod ca și funcția B_2. Caracteristicile experimentale (fig. 8) arată o bună concordanță între analiza efectuată printr-o succesiune de aproximări și comportarea reală a modulatorului.

4. Concluzii

1. Modulatorul magnetic în inel pentru curenți este un hexapol excitat cu curenți sinusoidali (atît cel purtător cît și cel modulator) și al cărui semnal de ieșire este un semnal modulat în amplitudine cu purtătoarea

suprimată, deci constituit numai din cele două frecvențe laterale. Amplitudinea semnalului de ieșire este egală cu produsul amplitudinilor semnalelor de intrare multiplicat cu factorul $8B_2$, unde B_2 reprezintă coeficientul termenului de gradul doi al polinomului de aproximare a caracteristicii bobinei neliniare polarizată în c.c., în regim de magnetizare liberă.

2. Într-un anumit domeniu de valori pentru frecvența purtătoare amplitudinea semnalului de ieșire variază aproximativ liniar, punîndu-se în evidență o valoare maximă corespunzătoare limitei superioare a acestui interval.

3. Pentru anumite intervale de valori ale amplitudinilor semnalului purtător, respectiv modulator, cît și a curentului constant de polarizare, amplitudinea semnalului de ieșire are o variație aproximativ liniară, forma de undă a semnalului modulat nefiind distorsionată.

4. Rezultatele experimentale indică o bună concordanță între analiza efectuată pe baza unei succesiuni de aproximări și ipoteze simplificatoare și comportarea reală a modulatorului.

Primită la 7 aprilie 1980

Institutul politehnic, Iași,
Catedra de electrotehnică, măsuri
și mașini electrice

BIBLIOGRAFIE

1. Androne C., *Amplitudenmodulation mit gleichstromvormagnetisierten nichtlinearen Induktivitäten.* Nachrichtentechnik, 22, *10* (1972).
2. Androne C., *Amplitudenmodulation mit gleichstromvormagnetisierten nichtlinearen Spulen.* Bul. Inst. polit., Iași, **XX(XXIV)**, *3—4*, s. III (1975).
3. Savin Gh., Rosman H., *Circuite electrice neliniare și parametrice.* Ed. Tehn., Buc., 1972.
4. Androne C., *Modulator magnetic.* Brevet de invenție, nr. *60 975*, 1 febr. 1975.
5. Popescu I., Androne C., Antonescu M., *The Influence of the Low-Frequencies upon the Hysteresis-Loop-Shape.* First National Simp. on Nonlinear and Parametric Circuits, Jassy, Dec. 22—23, 1975, 67—76.

RING MAGNETIC MODULATOR FOR THE CURRENTS

(Snmmary)

A ring amplitude-magnetic-modulator with sin-wave currents as input (modulator and carrier) signals is presented. The analysis of the influence of the different electric signals, as carrier frequency, carrier and modulator current magnitudes, controll d.c. current magnitude, upon the output (modulated) signal, is done too. The experimental results agree the theoretical analysis.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXVI (XXX), fasc. 3—4, 1980
Secția III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. Z. 538.551

SINTEZA UNOR REZISTOARE NELINIARE CU CARACTERISTICA ÎN *N* SAU *S*

DE
VIOREL COSMA

1. Introducere

Rezistoarele neliniare cu caracteristica $i=f(v)$ în N sau S sînt frecvent folosite în sinteza circuitelor neliniare, mai ales în realizarea generatoarelor de relaxare. Pentru a efectua sinteza unor astfel de rezistoare neliniare, în cele ce urmează s-au folosit componente pasive ca : diode redresoare, diode Zener, rezistoare liniare și unul sau cel mult două componente active : un convertor de impedanță negativă comandată în curent (INIC) sau tensiune (VNIC). Pentru simplificare, se consideră ideale componentele din care sînt sintetizate rezistoarele neliniare propuse.

2. Sinteza unui rezistor neliniar cu caracteristica în *N*

Rezistorul neliniar cu caracteristica în N este obținut prin conectarea unei rezistențe negative în paralel cu două rezistoare concave în montaj antiparalel [1], [2] (fig. 1 *a*). Caracteristica ideală a rezistorului concav [1] este prezentată în fig. 1 *b*, iar rezistența negativă este realizată prin conectarea unei rezistențe pozitive la una din porțile unui convertor de impedanță negativă (INIC sau VNIC).

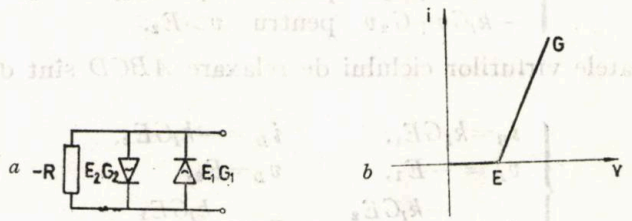


Fig. 1

2.1. Cazul folosirii unui INIC

Schema electrică rezultată este redată în fig. 2 ; INIC are ecuațiile :

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ k_I & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ v_2 \end{bmatrix}, \tag{1}$$

în care k_I este un coeficient determinat de modul de realizare al INIC.

Aplicînd teoremele lui K i r c h h o f f schemei electrice din fig. 2 și ținînd seama de ecuațiile (1) rezultă :

$$(2)\qquad \begin{cases} v_1=v_2=v, & i_2=k_I i_1, \\ i_1=-Gv_1, & i=i_2+i_3. \end{cases}$$

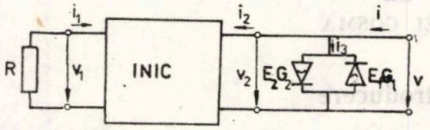


Fig. 2

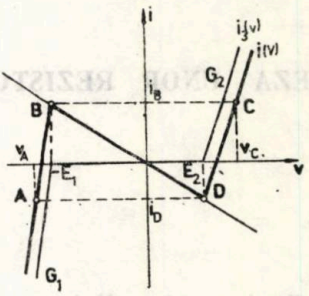


Fig. 3

Caracteristica $i_3=f(v)$ (fig. 3) a grupării celor două rezistoare concave în montaj antiparalel este dată de relația :

$$(3)\qquad i_3=\begin{cases} 0 & \text{pentru } v\in[-E_1,E_2], \\ G_1 v & \text{pentru } v<-E_1, \\ G_2 v & \text{pentru } v>E_2. \end{cases}$$

Compunînd grafic caracteristica $i_3(v)$ cu caracteristica rezistenței negative se obține caracteristica în N a rezistorului sintetizat în conformitate cu schema din fig. 1 *a*.

Ecuația acestei caracteristici poate fi obținută cu ajutorul relațiilor (2) și (3) fiind de forma :

$$(4)\qquad i=\begin{cases} -k_I G v & \text{pentru } v\in[-E_1,E_2], \\ -k_I G v+G_1 v & \text{pentru } v<-E_1, \\ -k_I G v+G_2 v & \text{pentru } v>E_2. \end{cases}$$

Coordonatele vîrfurilor ciclului de relaxare $ABCD$ sînt date de relațiile :

$$(5)\qquad \begin{cases} i_B=k_I G E_1, & i_D=-k_I G E_2, \\ v_B=-E_1, & v_D=E_2, \\ v_A=\dfrac{-k_I G E_2}{G_1-k_I G}, & v_C=\dfrac{k_I G E_1}{G_2-k_I G}. \end{cases}$$

Deoarece $v_C>0$ iar $v_A<0$ trebuie satisfăcute inegalitățile :

$$(6)\qquad G_1, G_2>k_I G.$$

2.2. Cazul folosirii unui VNIC

Schema electrică utilizată pentru sinteza rezistorului neliniar este reprezentată în fig. 4. În acest caz VNIC are ecuațiile :

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -k_V \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ v_2 \end{bmatrix}, \tag{7}$$

în care k_V este un coeficient determinat de modul de realizare al VNIC.

Aplicînd teoremele lui K i r c h h o f f schemei electrice din fig. 4 și ținînd seama de relațiile (7) rezultă :

$$\begin{cases} v_1 = -k_V v_2, & i_2 = -i_1, \\ i_2 = -G v_2, & i = i_3 + i_1. \end{cases} \tag{8}$$

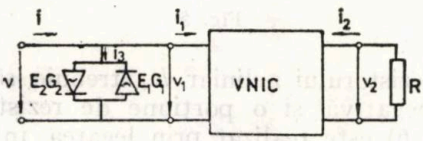


Fig. 4

Plecînd de la ecuația (3) a caracteristicii $i_3(v)$ a grupării antiparalel a celor două rezistoare concave se poate obține ecuația caracteristicii $i=f(v)$ a rezistorului sintetizat și anume :

$$i = \begin{cases} -\dfrac{G}{k_V} v & \text{pentru} \quad v \in [-E_1, E_2], \\ G_1 v - \dfrac{G}{k_V} v & \text{pentru} \quad v < -E_1, \\ G_2 v - \dfrac{G}{k_V} v & \text{pentru} \quad v > E_2. \end{cases} \tag{9}$$

Coordonatele vîrfurilor ciclului de relaxare $ABCD$ (fig. 3) sînt în acest caz :

$$\begin{cases} i_B = \dfrac{G}{k_V} E_1, & i_D = -\dfrac{G}{k_V} E_2, \\ v_B = -E_1 & v_D = E_2, \\ v_A = \dfrac{-GE_2/k_V}{G_1 - G/k_V}, & v_C = \dfrac{GE_1/k_V}{G_2 - G/k_V}. \end{cases} \tag{10}$$

Întrucît $v_C > 0$ iar $v_A < 0$ urmează a fi satisfăcute inegalitățile :

$$G_1, G_2 > G/k_V. \tag{11}$$

Se poate obține, teoretic și experimental, o familie de caracteristici atît prin variația conductanțelor ramurilor, G_1, G_2, cît și prin variația conductanței negative, $-G$.

3. Sinteza unui rezistor neliniar cu caracteristica în S

Schema electrică propusă în vederea obținerii unui rezistor neliniar cu caracteristica în S este reprezentată în fig. 5.

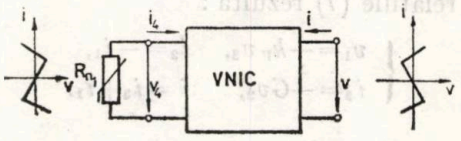


Fig. 5

Caracteristica rezistorului neliniar R_{n_1} trebuie să prezinte două porțiuni de rezistență negativă și o porțiune de rezistență pozitivă. Acest rezistor neliniar (fig. 6) este realizat prin legarea în serie a rezistorului neliniar R_{n_2} [1] (fig. 7 *a*) cu o rezistență negativă obținută cu ajutorul unui convertor de impedanță negativă (VNIC sau INIC).

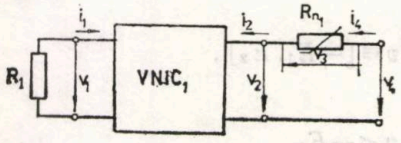


Fig. 6

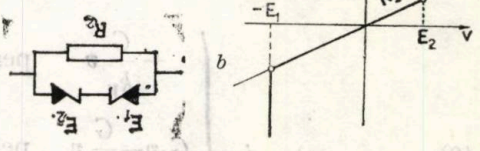


Fig. 7

Plecînd de la ecuațiile (4) ale VNIC$_1$ și de la teoremele lui K i r c h h o f f aplicate circuitului din fig. 6 se obțin relațiile :

$$(12)\qquad \begin{cases} v_1 = -k_{V_1} v_2, & i_2 = -i_1, \\ v_1 = -R_1 i_1, & i_4 = i_2 ; \\ v_4 = v_3(i_2) + v_2 . \end{cases}$$

Caracteristica $v_3(i_2)$ a rezistorului neliniar R_{n_2} (fig. 7 *b*) are ecuația :

$$(13)\qquad v_3 = \begin{cases} R_2 i_2 & \text{pentru} \quad i_2 \in \left[-\dfrac{E_1}{R_2}, \dfrac{E_2}{R_2} \right], \\ E_2 & \text{pentru} \quad i_2 > \dfrac{E_2}{R_2}, \\ -E_1 & \text{pentru} \quad i_2 < -\dfrac{E_1}{R_2} . \end{cases}$$

Cu ajutorul relațiilor (12) și (13) se poate obține ecuația caracteristicii $v_4(i_4)$ a rezistorului neliniar R_{n_1} din fig. 6 și anume :

$$(14)\qquad v_4=\begin{cases}\left(R_2-\dfrac{R_1}{k_{V_1}}\right)i_4 & \text{pentru} \quad i_4\in\left[-\dfrac{E_1}{R_2},\dfrac{E_2}{R_2}\right],\\ E_2-\dfrac{R_1}{k_{V_1}}i_4 & \text{pentru} \quad i_4>\dfrac{E_2}{R_2},\\ -E_1-\dfrac{R_1}{k_{V_1}}i_4 & \text{pentru} \quad i_4<-\dfrac{E_1}{R_2}.\end{cases}$$

Această caracteristică este reprezentată în fig. 8.

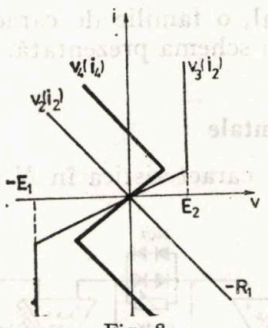


Fig. 8

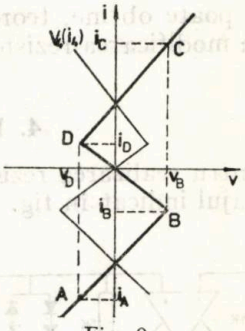


Fig. 9

Ținînd seama că circuitul din fig. 5 satisface ecuațiile :

$$(15)\qquad v=-\frac{v_4}{k_V}, \qquad i=-i_4,$$

din relațiile (14) și (15) se poate obține ecuația caracteristicii $v(i)$ (fig. 9) a rezistorului neliniar astfel sintetizat :

$$(16)\qquad v=\begin{cases}-\dfrac{1}{k_V}\left(R_2-\dfrac{R_1}{k_{V_1}}\right)i & \text{pentru} \quad i\in\left[-\dfrac{E_1}{R_2},\dfrac{E_2}{R_2}\right],\\ -\dfrac{1}{k_V}\left(E_2-\dfrac{R_1}{k_{V_1}}i\right) & \text{pentru} \quad i>\dfrac{E_2}{R_2},\\ -\dfrac{1}{k_V}\left(-E_1-\dfrac{R_1}{k_{V_1}}i\right) & \text{pentru} \quad i<-\dfrac{E_1}{R_2}.\end{cases}$$

Coordonatele vîrfurilor ciclului de relaxare $ABCD$ (fig. 9) sînt :

$$(17)\qquad \begin{cases} i_D=\dfrac{E_2}{R_2}, & v_D=-\dfrac{1}{k_V}\left(R_2-\dfrac{R_1}{k_{V_1}}\right)\dfrac{E_2}{R_2};\\ i_B=-\dfrac{E_1}{R_2}, & v_B=\dfrac{1}{k_V}\left(R_2-\dfrac{R_1}{k_{V_1}}\right)\dfrac{E_1}{R_2};\\ i_A=-E_2\dfrac{2-R_1/(R_2k_{V_1})}{R_1/k_{V_1}}, & i_C=E_1\dfrac{2-R_1/(R_2k_{V_1})}{R_1/k_V}.\end{cases}$$

Se observă că valorile curenţilor i_A şi i_C nu depind de coeficientul k_V al convertorului de impedanţă negativă din fig. 5.

Deoarece

$$(18) \qquad i_A < -\frac{E_2}{R_2}, \qquad i_C > \frac{E_1}{R_2}$$

va trebui satisfăcută inegalitatea:

$$(19) \qquad k_{V_1} > \frac{R_1}{R_2}.$$

Se poate obţine, teoretic şi experimental, o familie de caracteristici în S prin modificarea rezistenţelor R_1 şi R_2 din schema prezentată.

4. Rezultate experimentale

Pentru realizarea rezistorului neliniar cu caracteristica în N s-a folosit montajul indicat în fig. 10.

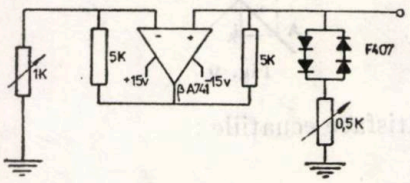


Fig. 10

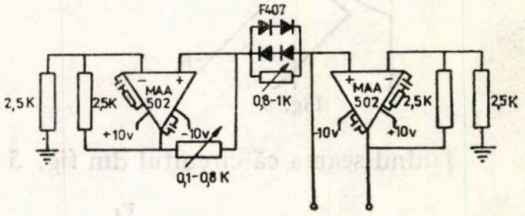


Fig. 13

Oscilogramele din fig. 11 şi 12, avînd pe ordonată curentul (scara 0,15 mA/cm) şi pe abscisă tensiunea (scara 0,8 V/cm), reprezintă caracteristicile în N ale rezistorului neliniar, obţinute pentru diferite valori ale rezistenţelor celor două potenţiometre.

Pentru realizarea rezistorului neliniar cu caracteristica în S s-a folosit montajul din fig. 13.

Oscilogramele din fig. 14 şi 15, avînd pe ordonată curentul (scara 0,4 mA/cm) şi pe abscisă tensiunea (scara 0,8 V/cm), reprezintă caracteristicile în S ale rezistorului neliniar, obţinute prin variaţia rezistenţelor celor două potenţiometre din schemă.

5. Concluzii

1. Sinteza rezistoarelor neliniare propuse, avînd caracteristica în N sau S, este simplă, numărul de componente cu care sînt realizate fiind redus.

2. Se poate obţine o familie de caracteristici în N sau S prin variaţia parametrilor componentelor schemelor propuse.

Primită la 17 decembrie 1979

Institutul politehnic, Iaşi,
Catedra de electrotehnică, măsuri şi maşini electrice

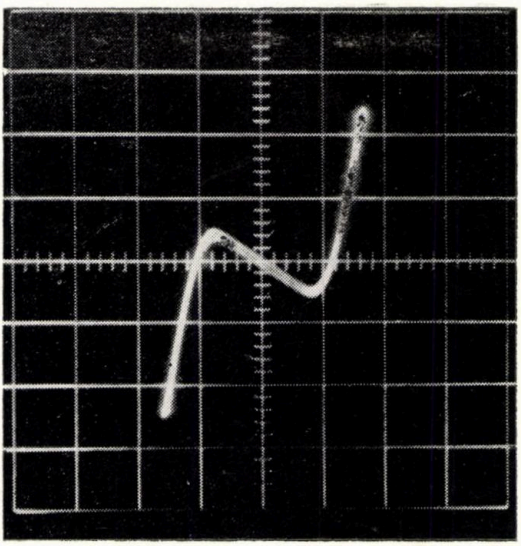


Fig. 11

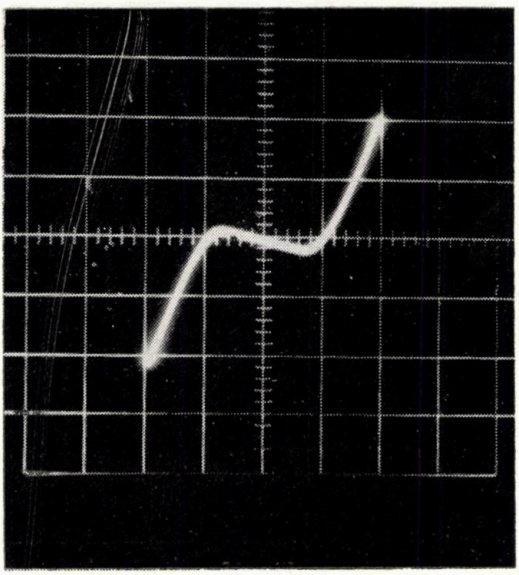


Fig. 12

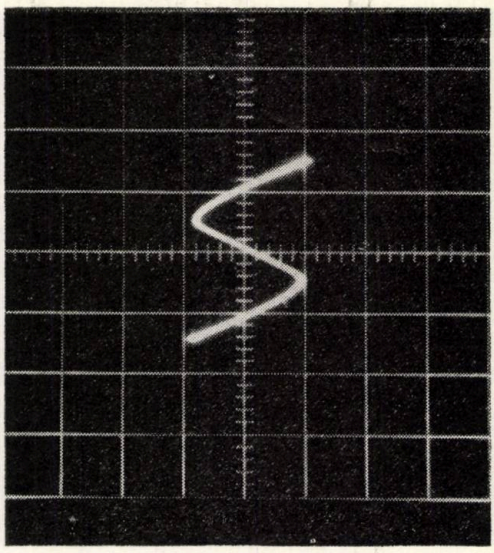


Fig. 14

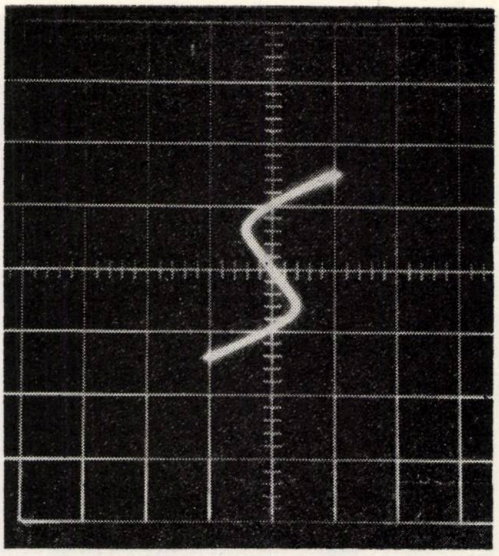


Fig. 15

BIBLIOGRAFIE

1. Chua O.L., *Introduction to Nonlinear Network Theory*. Mc. Graw-Hill Book Company, N.Y., 1969.
2. Bening Fr., *Negative Widerstände in elektronischen Schaltungen*. VEB Verlag Technik, Berlin, 1971.

DIE SYNTHESE EINIGER NICHTLINEAREN WIDERSTÄNDEN MIT KENNLINIEN IN *N* ODER *S*

(Zusammenfassung)

Es wird die Synthese von zwei nichtlinearen Widerständen mit Kennlinien in *N* oder *S* mittels passiven Komponenten (Gleichrichterdioden, Zenerdioden, linearen Widerständen) und höchstens zwei aktiven Komponenten (einen negativen Impedanzkonverter), angegeben.

Man gibt die Gleichungen der nichtlinearen Kennlinien, betrachtend die Komponenten aus welchen sie realisiert wurden als ideal, an.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXVI (XXX), fasc. 3—4, 1980
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D. C. 538.551

A METHOD OF HYBRID EQUATIONS FORMULATION FOR A LINEAR RESISTIVE n-PORT

BY

ADRIAN IOINOVICI

1. Introduction

The analysis of a resistive n-port plays a fundamental role in the methods utilized for formulating the state equations for dynamic networks [1], [2]. This analysis reduces to the formulation of a hybrid matrix for a linear resistive n-port, if the resistive circuit contains only linear resistors, independent voltage or current sources, linear controlled voltage or current sources.

Let be $\mathbf{i}_a$ the a-dimensional vector representing the currents of voltage ports, $\mathbf{i}_b$ the b-dimensional vector representing the currents of current ports (defined as in [2]), $\mathbf{v}_a$ and $\mathbf{v}_b$ the a-, respectively b-dimensional vectors representing the voltages of the same ports; let be $\mathbf{v}_{p_1}$ the p_1-dimensional vector representing the independent voltage sources inside the n-port, $\mathbf{i}_{q_1}$ the q_1-dimensional vector representing the independent current sources inside the n-port. Then, if the n-port meets the following requirements:

I.1. *There does not exist any loop made up of only independent voltage sources (including voltage ports);*

I.2. *There does not exist any cutset made up of only independent current sources (including current ports),*

it can be characterized by the vector algebraic equation [2]:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_a \\ \mathbf{v}_b \end{bmatrix} = \mathbf{H} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_a \\ \mathbf{i}_b \end{bmatrix} + \mathbf{K} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{p_1} \\ \mathbf{i}_{q_1} \end{bmatrix}, \tag{1}$$

where $\mathbf{H}$ and $\mathbf{K}$ are matrices of dimensions $(a+b)\times(a+b)$, respectively $(a+b)\times(p_1+q_1)$.

To find the matrices $\mathbf{H}$ and $\mathbf{K}$, different methods are available [2], [3]. In what follows it will be presented an algorithm for formulating the equations of a resistive, linear n-port, which, for certain cases, is more efficient than other algorithms.

2. Formulation of the Method

Let be a n-port containing : p_1 independent voltage sources whose voltages and currents are denoted by vectors $\mathbf{v}_{p_1}$ and $\mathbf{i}_{p_1}$, of dimension p_1, p_2 controlled voltage sources whose voltages and currents are denoted by vectors $\mathbf{v}_{p_2}$ and $\mathbf{i}_{p_2}$, of dimension p_2, q_1 independent current sources whose currents and voltages are denoted by vectors $\mathbf{i}_{q_1}$ and $\mathbf{v}_{q_1}$, of dimension q_1, q_2 controlled current sources whose currents and voltages are denoted by vectors $\mathbf{i}_{q_2}$ and $\mathbf{v}_{q_2}$, of dimension q_2. The following requirements :

I.3. *The assumption* I.1, *in which are also included the controlled voltage sources ;*

I.4. *The assumption* I.2, *in which are also included the controlled current sources,*

are taken in account.

Let us form a m-port from the given n-port by extracting all sources and considering them to be additional voltage and current ports, as shown in Fig. 1. It results :

$$m=a+b+p_1+p_2+q_1+q_2 .$$

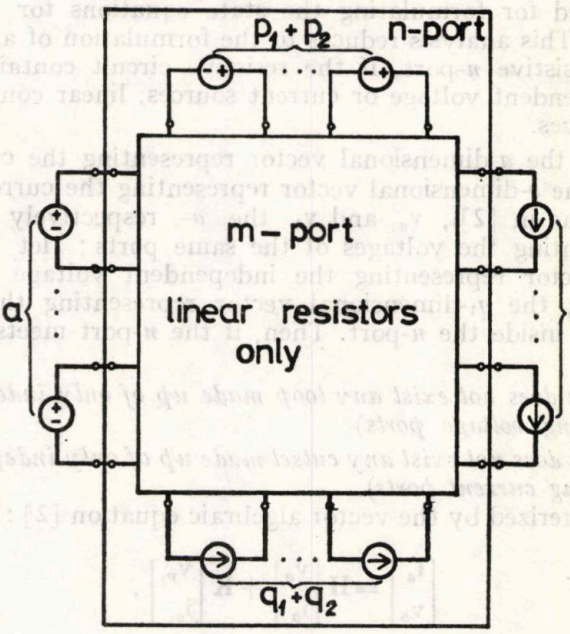


Fig. 1

The m-port can be characterized by the vector equation [2] :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_E \\ \mathbf{v}_J \end{bmatrix} = \hat{\mathbf{H}} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_E \\ \mathbf{i}_J \end{bmatrix}, \tag{2}$$

where, according to Fig. 1 :

$$(3)\qquad \mathbf{i}_E=\begin{bmatrix}\mathbf{i}_a\\ \mathbf{i}_{p_1}\\ \mathbf{i}_{p_2}\end{bmatrix};\quad \mathbf{v}_E=\begin{bmatrix}\mathbf{v}_a\\ \mathbf{v}_{p_1}\\ \mathbf{v}_{p_2}\end{bmatrix};\quad \mathbf{i}_J=\begin{bmatrix}\mathbf{i}_b\\ \mathbf{i}_{q_1}\\ \mathbf{i}_{q_2}\end{bmatrix};\quad \mathbf{v}_J=\begin{bmatrix}\mathbf{v}_b\\ \mathbf{v}_{q_1}\\ \mathbf{v}_{q_2}\end{bmatrix}.$$

The elements of the matrix $\hat{\mathbf{H}}$ are expressed in terms of [2] namely :

a) Submatrices of the fundamental cutset matrix $\mathbf{D}$, written for the m-port ; let be a tree T for which all voltage port branches (indicated by the subscript E) are tree branches and all current port branches (indicated by the subscript J) are cotree branches. Such a tree always exists when the conditions I.3 and I.4 are fulfilled. Let those linear resistors which belong to T (denoted by the subscript R) be characterized by a diagonal impedance matrix $\mathbf{Z}_R$ (or by its inverse $\mathbf{Y}_R$) and those which belong to the cotree (denoted by the subscript G) be characterized by a diagonal admittance matrix $\mathbf{Y}_G$ (or its inverse $\mathbf{Z}_G$).

Then $\mathbf{D}$ can be partitioned as follows[1]) :

$$(4)\qquad \mathbf{D}=\begin{array}{c} \\ E\\ R\end{array}\begin{array}{c}\begin{array}{cccc}E & R & G & J\end{array}\\ \begin{bmatrix}\mathbf{I} & \mathbf{D}_{EG} & \mathbf{D}_{EJ}\\ & \mathbf{D}_{RG} & \mathbf{D}_{RJ}\end{bmatrix}\end{array}.$$

b) The matrices $\mathbf{Z}_R$, $\mathbf{Y}_G$, $\mathbf{Z}^{-1}$, $\mathbf{Y}^{-1}$, where[2]) :

$$\mathbf{Z}=\mathbf{Z}_G+\mathbf{D}_{RG}^t\mathbf{Z}_R\mathbf{D}_{RG},\quad \mathbf{Y}=\mathbf{Y}_R+\mathbf{D}_{RG}\mathbf{Y}_G\mathbf{D}_{RG}^t .$$

In view of (3), if matrix $\hat{\mathbf{H}}$ is partitioned, the equation (2) becomes :

$$(5)\qquad \begin{bmatrix}\mathbf{i}_a\\ \mathbf{i}_{p_1}\\ \mathbf{i}_{p_2}\\ \mathbf{v}_b\\ \mathbf{v}_{q_1}\\ \mathbf{v}_{q_2}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}H_{aa} & H_{ap_1} & H_{ap_2} & H_{ab} & H_{aq_1} & H_{aq_2}\\ H_{p_1a} & H_{p_1p_1} & H_{p_1p_2} & H_{p_1b} & H_{p_1q_1} & H_{p_1q}\\ H_{p_2a} & H_{p_2p_1} & H_{p_2p_2} & H_{p_2b} & H_{p_2q_1} & H_{p_2q_2}\\ H_{ba} & H_{bp_1} & H_{bp_2} & H_{bb} & H_{bq_1} & H_{bq_2}\\ H_{q_1a} & H_{q_1p_1} & H_{q_1p_2} & H_{q_1b} & H_{q_1q_1} & H_{q_1q_2}\\ H_{q_2a} & H_{q_2p_1} & H_{q_2p_2} & H_{q_2b} & H_{q_2q_1} & H_{q_2q_2}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\mathbf{v}_a\\ \mathbf{v}_{p_1}\\ \mathbf{v}_{p_2}\\ \mathbf{i}_b\\ \mathbf{i}_{q_1}\\ \mathbf{i}_{q_2}\end{bmatrix}.$$

From (5) one can extract the following vector equation :

$$(6)\qquad \begin{bmatrix}\mathbf{i}_a\\ \mathbf{v}_b\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}H_{aa} & H_{ab}\\ H_{ba} & H_{bb}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\mathbf{v}_a\\ \mathbf{i}_b\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}H_{ap_1} & H_{aq_1}\\ H_{bp_1} & H_{bq_1}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\mathbf{v}_{p_1}\\ \mathbf{i}_{q_1}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}H_{ap_2} & H_{aq_2}\\ H_{bp_2} & H_{bq_2}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\mathbf{v}_{p_2}\\ \mathbf{i}_{q_2}\end{bmatrix}.$$

A controlled source may be controlled by the current or voltage of a resistor, by an independent or controlled source or by the current or voltage of a port. Then, a general expression of the vector $[\mathbf{v}_{p_2}\ \mathbf{i}_{q_2}]^t$ will be :

---

[1]) $\mathbf{I}$ denotes the unit matrix.

[2]) t denotes the transpose of a matrix.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{p_2} \\ \mathbf{i}_{q_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{p_2p_1} & F_{p_2q_1} \\ F_{q_2p_1} & F_{q_2q_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{p_1} \\ \mathbf{i}_{q_1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{p_2a} & M_{p_2b} \\ M_{q_2a} & M_{q_2b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_a \\ \mathbf{i}_b \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_{p_2a} & N_{p_2b} \\ N_{q_2a} & N_{q_2b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_a \\ \mathbf{v}_b \end{bmatrix} +$$

$$(7) \qquad + \begin{bmatrix} P_{p_2,r+g} & P'_{p_2,r+g} \\ P_{q_2,r+g} & P'_{q_2,r+g} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_R \\ \mathbf{v}_G \\ \cdots \\ \mathbf{i}_R \\ \mathbf{i}_G \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Q_{p_2p_2} & Q_{p_2q_2} \\ Q_{q_2p_2} & Q_{q_2q_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{p_2} \\ \mathbf{i}_{q_2} \end{bmatrix}.$$

The following relations are used [2]:

$$(8) \qquad \mathbf{i}_R = \mathbf{Y}_R \mathbf{v}_R\,; \qquad \mathbf{v}_G = \mathbf{Z}_G \mathbf{i}_G.$$

$$(9) \qquad \mathbf{i}_G = \mathbf{Z}^{-1}(\mathbf{D}^t_{EG}\mathbf{v}_E - \mathbf{D}^t_{RG}\mathbf{Z}_R\mathbf{D}_{RJ}\mathbf{i}_J)\,;\ \mathbf{v}_R = \mathbf{Y}^{-1}(-\mathbf{D}_{RG}\mathbf{Y}_G\mathbf{D}^t_{EG}\mathbf{v}_E - \mathbf{D}_{RJ}\mathbf{i}_J).$$

The following notations:

$$\mathbf{W} = -\mathbf{D}_{RG}\mathbf{Y}_G\mathbf{D}^t_{EG}\,, \qquad \mathbf{W}' = \mathbf{D}^t_{EG},$$

$$\mathbf{T} = -\mathbf{D}_{RJ}\,, \qquad \mathbf{T}' = -\mathbf{D}^t_{RG}\,\mathbf{Z}_R\mathbf{D}_{RJ}$$

are introduced; if the matrices $\mathbf{W}$ and $\mathbf{T}$ are partitioned according to the partition (3) of the vectors $\mathbf{v}_E$ and $\mathbf{i}_J$, one obtains:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_R \\ \mathbf{v}_G \\ \mathbf{i}_R \\ \mathbf{i}_G \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}^{-1}\mathbf{W}_a & \mathbf{Y}^{-1}\mathbf{T}_b \\ \mathbf{Z}_G\mathbf{Z}^{-1}\mathbf{W}'_a & \mathbf{Z}_G\mathbf{Z}^{-1}\mathbf{T}'_b \\ \mathbf{Y}_R\mathbf{Y}^{-1}\mathbf{W}_a & \mathbf{Y}_R\mathbf{Y}^{-1}\mathbf{T}_b \\ \mathbf{Z}^{-1}\mathbf{W}'_a & \mathbf{Z}^{-1}\mathbf{T}'_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_a \\ \mathbf{i}_b \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{Y}^{-1}\mathbf{W}_{p_1} & \mathbf{Y}^{-1}\mathbf{T}_{q_1} \\ \mathbf{Z}_G\mathbf{Z}^{-1}\mathbf{W}'_{p_1} & \mathbf{Z}_G\mathbf{Z}^{-1}\mathbf{T}'_{q_1} \\ \mathbf{Y}_R\mathbf{Y}^{-1}\mathbf{W}_{p_1} & \mathbf{Y}_R\mathbf{Y}^{-1}\mathbf{T}_{q_1} \\ \mathbf{Z}^{-1}\mathbf{W}'_{p_1} & \mathbf{Z}^{-1}\mathbf{T}'_{q_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{p_1} \\ \mathbf{i}_{q_1} \end{bmatrix} +$$

$$(10) \qquad + \begin{bmatrix} \mathbf{Y}^{-1}\mathbf{W}_{p_1} & \mathbf{Y}^{-1}\mathbf{T}_{q_2} \\ \mathbf{Z}_G\mathbf{Z}^{-1}\mathbf{W}'_{p_2} & \mathbf{Z}_G\mathbf{Z}^{-1}\mathbf{T}'_{q_2} \\ \mathbf{Y}_R\mathbf{Y}^{-1}\mathbf{W}_{p_2} & \mathbf{Y}_R\mathbf{Y}^{-1}\mathbf{T}_{q_2} \\ \mathbf{Z}^{-1}\mathbf{W}'_{p_2} & \mathbf{Z}^{-1}\mathbf{T}'_{q_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{p_2} \\ \mathbf{i}_q \end{bmatrix}.$$

We define:

$$(11) \qquad \begin{bmatrix} \mathfrak{Q}_{p_2a} & \mathfrak{Q}_{p_2b} \\ \mathfrak{Q}_{q_2a} & \mathfrak{Q}_{q_2b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{p_2,r+g} & P'_{p_2,r+g} \\ P_{q_2,r+g} & P'_{q_2,r+g} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{Y}^{-1}\mathbf{W}_a & \mathbf{Y}^{-1}\mathbf{T}_b \\ \mathbf{Z}_G\mathbf{Z}^{-1}\mathbf{W}'_a & \mathbf{Z}_G\mathbf{Z}^{-1}\mathbf{T}'_b \\ \mathbf{Y}_R\mathbf{Y}^{-1}\mathbf{W}_a & \mathbf{Y}_R\mathbf{Y}^{-1}\mathbf{T}_b \\ \mathbf{Z}^{-1}\mathbf{W}'_a & \mathbf{Z}^{-1}\mathbf{T}'_b \end{bmatrix},$$

$$(12) \qquad \begin{bmatrix} \mathfrak{Q}_{p_2p_1} & \mathfrak{Q}_{p_2q_1} \\ \mathfrak{Q}_{q_2p_1} & \mathfrak{Q}_{q_2q_1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{p_2,r+g} & P'_{p_2,r+g} \\ P_{q_2,r+g} & P'_{q_2,r+g} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{Y}^{-1}\mathbf{W}_{p_1} & \mathbf{Y}^{-1}\mathbf{T}_{q_1} \\ \mathbf{Z}_G\mathbf{Z}^{-1}\mathbf{W}'_{p_1} & \mathbf{Z}_G\mathbf{Z}^{-1}\mathbf{T}'_{q_1} \\ \mathbf{Y}_R\mathbf{Y}^{-1}\mathbf{W}_{p_1} & \mathbf{Y}_R\mathbf{Y}^{-1}\mathbf{T}_{q_1} \\ \mathbf{Z}^{-1}\mathbf{W}'_{p_1} & \mathbf{Z}^{-1}\mathbf{T}'_{q_1} \end{bmatrix},$$

$$(13) \qquad \begin{bmatrix} \mathfrak{Q}_{p_2p_2} & \mathfrak{Q}_{p_2q_2} \\ \mathfrak{Q}_{q_2p_2} & \mathfrak{Q}_{q_2q_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{p_2,r+g} & P'_{p_2,r+g} \\ P_{q_2,r+g} & P'_{q_2,r+g} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{Y}^{-1}\mathbf{W}_{p_2} & \mathbf{Y}^{-1}\mathbf{T}_{q_2} \\ \mathbf{Z}_G\mathbf{Z}^{-1}\mathbf{W}'_{p_2} & \mathbf{Z}_G\mathbf{Z}^{-1}\mathbf{T}'_{q_2} \\ \mathbf{Y}_R\mathbf{Y}^{-1}\mathbf{W}_{p_2} & \mathbf{Y}_R\mathbf{Y}^{-1}\mathbf{T}_{q_2} \\ \mathbf{Z}^{-1}\mathbf{W}'_{p_2} & \mathbf{Z}^{-1}\mathbf{T}'_{q_2} \end{bmatrix}.$$

Substituting (10) into (7), one obtains:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{p_2} \\ \mathbf{i}_{q_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{p_2p_1}+\mathfrak{Q}_{p_2p_1} & F_{p_2q_1}+\mathfrak{Q}_{p_2q_1} \\ F_{q_2p_1}+\mathfrak{Q}_{q_2p_1} & F_{q_2q_1}+\mathfrak{Q}_{q_2q_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{p_1} \\ \mathbf{i}_{q_1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_{p_2a} & N_{p_2b} \\ N_{q_2a} & N_{q_2b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_a \\ \mathbf{v}_b \end{bmatrix} +$$

$$+ \begin{bmatrix} M_{p_2a}+\mathfrak{Q}_{p_2a} & M_{p_2b}+\mathfrak{Q}_{p_2b} \\ M_{q_2a}+\mathfrak{Q}_{q_2a} & M_{q_2b}+\mathfrak{Q}_{q_2b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_a \\ \mathbf{i}_b \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Q_{p_2p_2}+\mathfrak{Q}_{p_2p_2} & Q_{p_2q_2}+\mathfrak{Q}_{p_2q_2} \\ Q_{q_2p_2}+\mathfrak{Q}_{q_2p_2} & Q_{q_2q_2}+\mathfrak{Q}_{q_2q_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{p_2} \\ \mathbf{i}_{q_2} \end{bmatrix}. \tag{14}$$

Let the next assumption be accepted:

I.5. *The matrix*:

$$\mathbf{S} = [\mathbf{I}]_{(p_2+q_2)\times(p_2+q_2)} - \begin{bmatrix} Q_{p_2p_2}+\mathfrak{Q}_{p_2p_2} & Q_{p_2q_2}+\mathfrak{Q}_{p_2q_2} \\ Q_{q_2p_2}+\mathfrak{Q}_{q_2p_2} & Q_{q_2q_2}+\mathfrak{Q}_{q_2q_2} \end{bmatrix} \tag{15}$$

is nonsingular.

With the following partition of $\mathbf{S}$:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_{p_2p_2} & S_{p_2q_2} \\ S_{q_2p_2} & S_{q_2q_2} \end{bmatrix}$$

the matrices:

$$\begin{bmatrix} \mathcal{F}_{p_2p_1} & \mathcal{F}_{p_2q_1} \\ \mathcal{F}_{q_2p_1} & \mathcal{F}_{q_2q_1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{p_2p_2} & S_{p_2q_2} \\ S_{q_2p_2} & S_{q_2q_2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} F_{p_2p_1}+\mathfrak{Q}_{p_2p_1} & F_{p_2q_1}+\mathfrak{Q}_{p_2q_1} \\ F_{q_2p_1}+\mathfrak{Q}_{q_2p_1} & F_{q_2q_1}+\mathfrak{Q}_{q_2q_1} \end{bmatrix}, \tag{16}$$

$$\begin{bmatrix} \mathfrak{M}_{p_2a} & \mathfrak{M}_{p_2b} \\ \mathfrak{M}_{q_2a} & \mathfrak{M}_{q_2b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{p_2p_2} & S_{p_2q_2} \\ S_{q_2p_2} & S_{q_2q_2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} M_{p_2a}+\mathfrak{Q}_{p_2a} & M_{p\,b}+\mathfrak{Q}_{p_2b} \\ M_{q_2a}+\mathfrak{Q}_{q_2a} & M_{q_2b}+\mathfrak{Q}_{q_2b} \end{bmatrix}, \tag{17}$$

$$\begin{bmatrix} \mathfrak{N}_{p_2a} & \mathfrak{N}_{p_2b} \\ \mathfrak{N}_{q_2a} & \mathfrak{N}_{q_2b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{p_2p_2} & S_{p_2q_2} \\ S_{q_2p_2} & S_{q_2q_2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} N_{p_2a} & N_{p_2b} \\ N_{q_2a} & N_{q_2b} \end{bmatrix} \tag{18}$$

are defined.

Then (7) becomes:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{p_2} \\ \mathbf{i}_{q_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathcal{F}_{p_2p_1} & \mathcal{F}_{p_2q_1} \\ \mathcal{F}_{q_2p_1} & \mathcal{F}_{q_2q_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{p_1} \\ \mathbf{i}_{q_1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathfrak{M}_{p_2a} & \mathfrak{M}_{p_2b} \\ \mathfrak{M}_{q_2a} & \mathfrak{M}_{q_2b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_a \\ \mathbf{i}_b \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathfrak{N}_{p_2a} & \mathfrak{N}_{p_2b} \\ \mathfrak{N}_{q_2a} & \mathfrak{N}_{q_2b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_a \\ \mathbf{v}_b \end{bmatrix}. \tag{19}$$

Substituting (19) into (6), one obtains:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_a \\ \mathbf{v}_b \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} H_{aa} & H_{ab} \\ H_{ba} & H_{bb} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} H_{ap_2} & H_{aq_2} \\ H_{bp_2} & H_{bq_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathfrak{M}_{p_2a} & \mathfrak{M}_{p_2b} \\ \mathfrak{M}_{q_2a} & \mathfrak{M}_{q_2b} \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} \mathbf{v}_a \\ \mathbf{i}_b \end{bmatrix} +$$

$$+ \left(\begin{bmatrix} H_{ap_1} & H_{aq_1} \\ H_{bp_1} & H_{bq_1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} H_{ap_2} & H_{aq_2} \\ H_{bp_2} & H_{bq_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathcal{F}_{p_2p_1} & \mathcal{F}_{p_2q_1} \\ \mathcal{F}_{q_2p_1} & \mathcal{F}_{q_2q_1} \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{p_1} \\ \mathbf{i}_{q_1} \end{bmatrix} + \tag{20}$$

$$+ \begin{bmatrix} H_{ap_2} & H_{aq_2} \\ H_{bp_2} & H_{bq_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathfrak{N}_{p_2a} & \mathfrak{N}_{p_2b} \\ \mathfrak{N}_{q_2a} & \mathfrak{N}_{q_2b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_a \\ \mathbf{v}_b \end{bmatrix}.$$

Let the next assumption be considered:

I.6. *The matrix*

$$\mathbf{L} = [\mathbf{I}]_{(a+b)\times(a+b)} - \begin{bmatrix} H_{ap_2} & H_{aq_2} \\ H_{bp_2} & H_{bq_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathfrak{N}_{p_2a} & \mathfrak{N}_{p_2b} \\ \mathfrak{N}_{q_2a} & \mathfrak{N}_{q_2b} \end{bmatrix} \tag{21}$$

is nonsingular.

With the following partition of $\mathbf{L}$:

$$\mathbf{L}=\begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} \\ L_{ba} & L_{bb} \end{bmatrix},$$

Eq. (20) becomes :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_a \\ \mathbf{v}_b \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} \\ L_{ba} & L_{bb} \end{bmatrix}^{-1}\left(\begin{bmatrix} H_{aa} & H_{ab} \\ H_{ba} & H_{bb} \end{bmatrix}+\begin{bmatrix} H_{ap_2} & H_{aq_2} \\ H_{bp_2} & H_{bq_2} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \mathfrak{M}_{p_2a} & \mathfrak{M}_{p_2b} \\ \mathfrak{M}_{q_2a} & \mathfrak{M}_{q_2b} \end{bmatrix}\right)\begin{bmatrix} \mathbf{v}_a \\ \mathbf{i}_b \end{bmatrix}+ \tag{22}$$

$$+\begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} \\ L_{ba} & L_{bb} \end{bmatrix}^{-1}\left(\begin{bmatrix} H_{ap_1} & H_{aq_1} \\ H_{bp_1} & H_{bq_1} \end{bmatrix}+\begin{bmatrix} H_{ap_2} & H_{aq_2} \\ H_{bp_2} & H_{bq_2} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \mathfrak{F}_{p_2p_1} & \mathfrak{F}_{p_2q_1} \\ \mathfrak{F}_{q_2p_1} & \mathfrak{F}_{q_2q_1} \end{bmatrix}\right)\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{p_1} \\ \mathbf{i}_{q_1} \end{bmatrix}.$$

Eq. (22) has exactly the same form as (1) ; the matrices $\mathbf{H}$ and $\mathbf{K}$ can be easily identified.

Since Eq. (22) is expressed in explicit form, the intermediate steps used to derive (22) are no longer needed, an algorithm, readily implemented on a digital computer, will be formed only by the sequence :

1. Extraction of the m-port in Fig. 1 and formulation of his hybrid matrix $\hat{\mathbf{H}}$ as in [2] ; partition of the matrix $\hat{\mathbf{H}}$ according to (5).

2. Formulation of Eq. (7), identifying the matrices $\mathbf{F}$, $\mathbf{M}$, $\mathbf{N}$, $\mathbf{P}$, $\mathbf{Q}$.

3. Computation of the matrices $\mathfrak{L}$, using (11)...(13), of the matrix $\mathbf{S}$ with (15) and of the matrices $\mathfrak{F}$, $\mathfrak{M}$, $\mathfrak{N}$ with (16)...(18) respectively.

4. Computation of the matrix $\mathbf{L}$ using (21) and, finally, of the matrices $\mathbf{H}$ and $\mathbf{K}$ according to (22).

3. Comparison between the Proposed Algorithm and other Known Methods. Particular Cases. Extension to the Circuits with Nonlinear Resistors

The assumptions I.3...I.6 of the proposed algorithm are less restrictive than the conditions imposed by the „Method of Controlled Source Extraction" [2], but more restrictive than those required by the „Method of Systematic Elimination" [2].

The previous algorithm involves the inversion of three matrices, of order r (s. (9)), p_2+q_2 (in view of (15)), $a+b$ respectively (according to (21)), therefore it is less efficient than the first method of [2], where only two matrices, of order r and p_2+q_2 respectively, must be inverted, but it is more efficient than the second method of [2], where the order of matrix to be inverted is equal with the high number of nonport branches.

It seems that the time, required by the proposed algorithm for performing multiplications of matrices, is excessive, but the computational effort is much reduced, noting that the matrices involved are sparse and using a sparse-matrix technique.

The great efficiency of the algorithm appears in some particular cases, namely when :

a) the controlled variables in (7) are not controlled sources and in the expression of the voltage $\mathbf{v}_R$ do not appear voltages or currents of controlled sources ; in this case $\mathbf{S}$ becomes the unit matrix ;

b) the controlled variables in (7) are not currents of voltage ports or voltages of current ports ; in this case **N** and $\mathcal{M}$ become null matrices and **L** reduces to the unit matrix.

The method can be easily extended to n-ports containing nonlinear resistors. In this case is necessary that the matrices $\mathbf{Y}_R$ and $\mathbf{Y}_G$ should be redefined as being incremental conductance matrices. The state equations for the dynamic circuit which contains the resistive n-port will be then solved by an iterative algorithm, the numerical values of the incremental conductances which appear in (22) being specified at each step [4]. In this case it would be also necessary to stipulate the following additional assumption :

1.6. *At any step, the matrix* **Y** *is nonsingular.*

4. Example

Let be the circuit shown in Fig. 2. A method for formulating the state equation of this circuit [5] requires the replacement of the condensator C by a voltage source v_1 and the formulation of the equation $i_1 = f(v_1)$ which characterizes the obtained resistive 1-port (s. Fig. 3).

Let us extract the controlled source as in Fig. 4.

The relationships (3), (5) and (6) become :

$$\mathbf{i}_E = \begin{bmatrix} i_1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{i}_J = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ i_2 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{v}_E = \begin{bmatrix} v_1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{v}_J = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ v_2 \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i_1 \\ \\ v_2 \end{bmatrix} = \left[\begin{array}{c|c} -1/R_x & -1 \\ \hline 1 & -R_y \end{array}\right] \begin{bmatrix} v_1 \\ \\ i_2 \end{bmatrix},$$

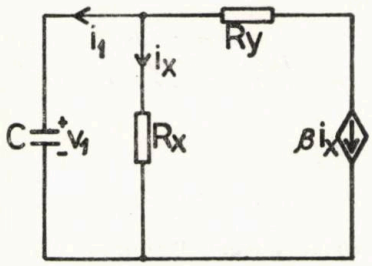


Fig. 2

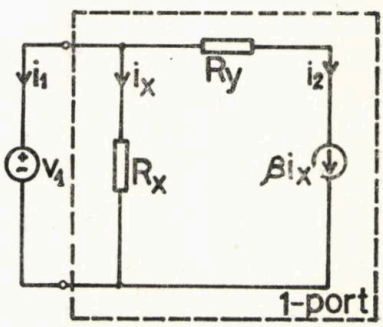


Fig. 3

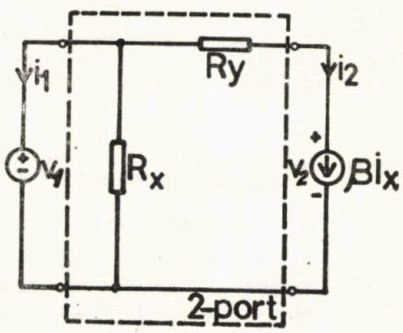


Fig. 4

respectively :

$$i_1 = -\frac{1}{R_x} v_1 - i_2 .$$

Therefore :

$$H_{aa} = -\frac{1}{R_x}; \quad H_{aq_2} = -1.$$

The relationship (7) can be written as follows :

$$i_2 = -\beta i_1 - \beta i_2 .$$

If the matrix $\mathbf{S} = 1 + \beta$ is nonsingular — assumption assured by the condition $\beta \neq -1$, one obtains, corresponding to (19) :

$$i_2 = -\frac{\beta}{1+\beta} i_1 .$$

Then (20) becomes :

$$i_1 = -\frac{1}{R_x} v_1 + \frac{\beta}{1+\beta} i_1 .$$

As the matrix $\mathbf{L} = 1 - \beta/(1 + \beta)$ is nonsingular (assumption assured by the previous condition, $\beta \neq -1$), one obtains (22) in the form :

$$i_1 = -(1+\beta) \frac{1}{R_x} v_1 .$$

Now, the state equation for the dynamic circuit can be readily formulated.

One should point out that the condition $\beta \neq -1$ is the only restriction required by the method.

If the resistor R_x would be nonlinear, by example $R_x = f(v_1)$, with the same algorithm the solution is :

$$i_1 = -(1+\beta) \frac{1}{R_x(v_1)} v_1 .$$

Received, June 4, 1980

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electrotehnics,
Electrical Measurements and Machines

REFERENCES

1. Balabanian N., Bickart T., *Teoria modernă a circuitelor* (transl. from. English). Ed. Tehn., Buc., 1974.
2. Chua L. O., *Computer-Aided Analysis of Electronic Circuits.* Prentice-Hall Inc., Englewood Cliffs, 1975.
3. Marinov C., *Contribuţii la metodele de analiză ale circuitelor electrice neliniare.* Ph. D.Diss., Polyt. Inst., Bucharest, 1974.
4. Iordache M. a.o., *Simularea şi calculul circuitelor electrice neliniare în regim tranzitoriu pe calculatorul numeric.* EEA, Electrotehnica, *4*, 161—168 (1978).
5. Chirlian P.M., *Basic Network Theory.* Mc Graw Hill Book Company, New York, 1969.

O METODĂ DE STABILIRE A ECUAŢIILOR UNUI CIRCUIT REZISTIV, LINIAR, *n*-PORT

(Rezumat)

Se prezintă o metodă de stabilire a ecuaţiilor unui multiport rezistiv liniar care poate conţine surse comandate, metodă extinsă pentru cazul cînd rezistoarele din structura multiportului sînt neliniare. Se indică modul în care se aplică acest algoritm la scrierea ecuaţiilor de stare pentru un circuit dinamic.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXVI (XXX), fasc. 3—4, 1980
Secția III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. Z. 621.314.6

ANALIZA ȘI CALCULUL ERORILOR REDRESOARELOR SENSIBILE LA FAZĂ, ELECTRONICE, CU DURATA DE CONDUCȚIE REGLABILĂ

DE

ADRIAN CREȚU și ELENA CREȚU

1. Introducere

In [1], [2] și [4] s-au propus noi redresoare sensibile la fază electronice (RSFEDR), cu numeroase aplicații în tehnica măsurărilor electrice, principalul lor element de noutate constînd în posibilitatea reglării continue, în limite largi (practic $[0,T]$), a duratei lor de conducție, T_c. Prezenta lucrare are drept obiectiv calculul și analiza erorilor acestor noi dispozitive de măsurare electrice.

2. Surse de erori

Analiza funcționării RSFEDR și încercările experimentale efectuate au permis identificarea următoarelor surse de erori posibile :

a) erori datorită abaterilor de la durata nominală de conducție, T_{cn}, a RSFEDR ;

b) erori datorită derivei de zero ;

c) erori datorită neliniarității diodelor care compun contactul K (puntea simetrică $ABCD$ — v. fig. 3 din [1]) al RSFEDR ;

d) erori datorită regimurilor tranzitorii ale contactului K.

2.1. Calculul erorilor datorită abaterilor de la valoarea nominală a duratei de conducție a RSFEDR

Eroarea relativă de măsurare datorită abaterilor (ΔT_c) de la durata nominală de conducție T_{cn} va rezulta din :

$$\left(\frac{\Delta\alpha}{\alpha_n}\right)_{\%} = \frac{\alpha_m - \alpha_n}{\alpha_n} \cdot 100, \tag{1}$$

în care : α_n reprezintă deviația dispozitivului magnetoelectric (DM) al RSFEDR corespunzătoare *valorii nominale* T_{cn} a duratei sale de conducție T_c (valoarea T_{cn} este stabilită teoretic, în raport cu aplicația RSFEDR), iar

α_m — deviația DM corespunzătoare *valorii măsurate* T_{cm} a duratei T_{cn}. Între valorile T_{cm} și T_{cn} ale duratei T_c se poate stabili relația evidentă :

$$T_{cm}=T_{cn}+\Delta T_c. \tag{2}$$

Valoarea și semnul abaterii ΔT_c vor fi determinate de precizia metodei de măsurare (metoda „voltmetrului" sau metoda „dublei deviații" [1]) a valorii T_{cm} și de stabilitatea duratei semnalului dreptunghiular, i_c, care comandă direct starea contactului K al RSFEDR.

Întrucît expresia analitică a erorii (1) va diferi de la o aplicație la alta, ea depinzînd de tipul ecuației de funcționare a RSFEDR, în continuare se vor trata succesiv principalele cazuri practice posibile.

a) *Cazul utilizării RSFEDR în c.a. sinusoidal*

Valorile α_m și α_n ale deviației α a RSFEDR vor rezulta din ecuația [1] :

$$\alpha=S_I\frac{1}{2K_f}\cdot\frac{U_M}{R_a}\sin\frac{\omega T_c}{2}\sin\left(\frac{\omega T_c}{2}-\psi_i\right), \tag{3}$$

în care : S_I — sensibilitatea DM al RSFEDR ; U_M — valoarea efectivă a semnalului sinusoidal, u_M, de măsurat; R_a— rezistența adițională înseriată în circuitul de măsurare al RSFEDR ; K_f— factorul de formă al semnalului u_M ; ψ_i — faza comutării inverse a contactului RSFEDR, definită prin unghiul măsurat între trecerea contactului RSFEDR din starea de conducție în cea de blocare (comutarea inversă) și trecerea prin zero spre valori negative a semnalului u_M.

Înlocuind succesiv durata T_c prin valorile sale T_{cn}, respectiv T_{cm} și ținînd cont de (2), din (3) se obțin expresiile evidente :

$$\alpha_n=S_I\frac{1}{2K_f}\cdot\frac{U_M}{R_a}\sin\frac{\omega T_{cn}}{2}\sin\left(\frac{\omega T_{cn}}{2}-\psi_i\right), \tag{4}$$

respectiv :

$$\alpha_m=S_I\frac{1}{2K_f}\cdot\frac{U_M}{R_a}\sin\frac{\omega(T_{cn}+\Delta T_c)}{2}\sin\left[\frac{\omega(T_{cn}+\Delta T_c)}{2}-\psi_i\right]. \tag{5}$$

Substituind (4) și (5) în (1), rezultă :

$$\left(\frac{\Delta\alpha}{\alpha_n}\right)_{\%}=\left[\frac{S_I\frac{1}{2K_f}\cdot\frac{U_M}{R_a}\sin\left(\frac{\omega T_{cn}}{2}+\frac{\omega\Delta T_c}{2}\right)\sin\left(\frac{\omega T_{cn}}{2}-\psi_i+\frac{\omega\Delta T_c}{2}\right)}{S_I\frac{1}{2K_f}\cdot\frac{U_M}{R_a}\sin\frac{\omega T_{cn}}{2}\sin\left(\frac{\omega T_{cn}}{2}-\psi_i\right)}-1\right]\cdot 100,$$

care, după efectuarea unor calcule simple, devine :

$$\left(\frac{\Delta\alpha}{\alpha_n}\right)_{\%}=\left\{\cos^2\frac{\omega\Delta T_c}{2}+\frac{1}{2}\sin\omega\Delta T_c\left[\operatorname{cotg}\frac{\omega T_{cn}}{2}+\operatorname{cotg}\left(\frac{\omega T_{cn}}{2}-\psi_i\right)\right]+\right.$$
$$\left.+\sin^2\frac{\omega\Delta T_c}{2}\operatorname{cotg}\frac{\omega T_{cn}}{2}\operatorname{cotg}\left(\frac{\omega T_{cn}}{2}-\psi_i\right)-1\right\}100. \tag{6}$$

Întrucît, în practică, abaterea ΔT_c este relativ mică, rezultă inegalitatea $\omega\Delta T_c \ll 1$ radian, astfel încît :

$$(7)\quad \begin{cases} \cos\dfrac{\omega\Delta T_c}{2} = 1 - \dfrac{1}{2!}\left(\dfrac{\omega\Delta T_c}{2}\right)^2 + \ldots + \dfrac{(-1)^n}{(2n+1)!}\left(\dfrac{\omega\Delta T_c}{2}\right)^{2n+1} + \ldots \approx 1 - \dfrac{(\omega\Delta T_c)^2}{8}, \\ \sin\omega\Delta T_c \approx \omega\Delta T_c, \qquad \sin\dfrac{\omega\Delta T_c}{2} \approx \dfrac{\omega\Delta T_c}{2}. \end{cases}$$

Din (6), ținînd cont de (7), după efectuarea tuturor calculelor, rezultă:

$$(8)\quad \left(\frac{\Delta\alpha}{\alpha_n}\right)_{\%} \approx \left\{ -\frac{(\omega\Delta T_c)^2}{4} + \frac{\omega\Delta T_c}{2}\left[\operatorname{cotg}\frac{\omega T_{cn}}{2} + \operatorname{cotg}\left(\frac{\omega T_{cn}}{2} - \psi_i\right)\right] + \right.$$
$$\left. + \frac{(\omega\Delta T_c)^2}{4}\operatorname{cotg}\frac{\omega T_{cn}}{2}\operatorname{cotg}\left(\frac{\omega T_{cn}}{2} - \psi_i\right)\right\} \cdot 100.$$

Analiza expresiei (8) conduce la următoarele concluzii :

a) Eroarea relativă datorită abaterilor ΔT_c de la valoarea nominală T_{cn} a duratei de conducție a RSFEDR depinde de frecvența semnalelor alternative aplicate la intrările acestuia, de valoarea și semnul abaterii ΔT_c, de valoarea T_{cn} a duratei T_c și de faza ψ_i a comutării contactului K.

b) Eroarea $(\Delta\alpha/\alpha_n)_{\%}$ devine minimă cînd parametrii specifici ai RSFEDR au valorile : $T_{cn} = T/2$ (respectiv $\omega T_{cn} = \pi$) și $\psi_i = 0$, care satisfac dealtfel și condițiile de sensibilitate maximă a RSFEDR [1]. În aceste condiții particulare, caracteristice majorității aplicațiilor RSFEDR din tehnica măsurărilor în c.a. sinusoidal, expresia (8) se simplifică considerabil, devenind:

$$(9)\quad \left(\frac{\Delta\alpha}{\alpha_n}\right)_{\%\,\begin{cases} T_{cn}=T/2 \\ \psi_i=0 \end{cases}} \approx -\frac{(\omega\Delta T_c)^2}{4} \cdot 100.$$

b) *Cazul utilizării RSFEDR în c.a. nesinusoidal*

În c.a. nesinusoidal ecuația de funcționare a RSFEDR are forma [1] :

$$(10)\quad \alpha = S_I \frac{1}{\pi R_a}\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^k \frac{U_{M\max k}}{k}\sin k\frac{\omega T_c}{2}\sin k\left(\psi_i - \frac{\omega T_c}{2} + \varphi_k\right),$$

în care : $U_{M\max k}$ și φ_k reprezintă amplitudinile, respectiv fazele inițiale ale armonicilor semnalului nesinusoidal u_M, $(k = 1, 2, \ldots)$.

Procedînd ca și în cazul a), din (1), ținînd cont de (10), se obține în final :

$$(11)\quad \left(\frac{\Delta\alpha}{\alpha_n}\right)_{\%} =$$
$$= \left\{ \frac{\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^k \frac{U_{M\max k}}{k}\sin k\frac{\omega(T_{cn}+\Delta T_c)}{2}\sin k\left[\psi_i + \varphi_k - \frac{\omega(T_{cn}+\Delta T_c)}{2}\right]}{\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^k \frac{U_{M\max k}}{k}\sin k\frac{\omega T_{cn}}{2}\sin k\left(\psi_i + \varphi_k - \frac{\omega T_{cn}}{2}\right)} - 1 \right\} \cdot 100.$$

Expresia (11) prezintă puțin interes practic, ea nepermițînd obținerea unor concluzii referitoare la modul de variație a erorilor $(\Delta\alpha/\alpha_n)_{\%}$ în funcție de parametrii RSFEDR. Asemenea concluzii s-ar putea obține numai pentru cazurile particulare în care semnalul nesinusoidal, u_M, ar conține un număr relativ redus de armonici.

Este evident că pentru menținerea acestor erori în limite acceptabile se impune, în primul rînd, micșorarea la valori neglijabile a abaterilor ΔT_c. În acest scop sînt necesare următoarele măsuri practice : a) stabilizarea într-un grad cît mai ridicat posibil a t.e.m. continue E de alimentare a RSFEDR ; b) stabilizarea termică a schemei electronice a RSFEDR ; c) măsurarea valorii nominale T_{cn} a duratei de conducție cu precizia maximă posibilă (de regulă prin metoda „dublei deviații" [4]).

c) *Cazul funcționării RSFEDR cu* $T_c \ll T$

Ecuația de funcționare a RSFEDR în cazul $T_c \ll T$ este dată de [1] :

$$\alpha = S_I \frac{T_c}{T} \cdot \frac{u_M(\psi_i)}{R_a} . \tag{12}$$

Eroarea relativă datorită abaterilor ΔT_c de la valoarea nominală $T_{cn} \ll T$, obținută din (1), pe baza ecuației (12), va avea expresia finală :

$$\left(\frac{\Delta\alpha}{\alpha_n}\right)_{\%} \approx \frac{\Delta T_c}{T_{cn}} . 100. \tag{13}$$

Pentru ca erorile (13) să devină neglijabile se impun aceleași măsuri practice rezultate în cazul b).

2.2. Analiza erorilor datorită neliniarității contactului K

Ecuațiile (3), (10) și (12) ale RSFEDR au fost deduse în ipoteza că starea diodelor componente ale contactului său, K, este determinată numai de semnalul dreptunghiular de comandă, i_c. Drept urmare s-a putut considera că, în starea de conducție ($i_c > 0$), rezistența directă echivalentă r_{dk} a contactului RSFEDR este constantă și practic neglijabilă în raport cu rezistența adițională, liniară, R_a, înseriată cu el, iar în starea de blocare rezistența sa inversă, r_{ik}, este practic infinită (se utilizează diode cu siliciu).

În realitate însă, diodele contactului K sînt parcurse, în afara curentului i_c și de curentul i_M produs de semnalul de măsurat u_M, de formă oarecare. În consecință, ipoteza admisă mai sus este practic valabilă numai dacă amplitudinile semnalelor i_c și i_M satisfac condiția evidentă $I_c \gg I_{M\,max}$. Încercările experimentale au arătat că în condiția :

$$I_c \geqslant 10\, I_{M\max} , \tag{14}$$

ușor de îndeplinit practic, punctele de funcționare ale tuturor diodelor contactului K al RSFEDR se mențin în zona medie a porțiunilor liniare ale caracteristicilor lor V—A, abaterea de la liniaritate a ecuațiilor de funcționare ale RSFEDR fiind mai mică decît 0,1%.

Eroarea relativă sistematică datorită neglijării rezistenței directe echivalente, r_{dk}, a contactului K, la scrierea ecuațiilor RSFEDR, va rezulta din expresia :

$$\left(\frac{\Delta\alpha}{\alpha}\right)_{\%} = -\frac{r_{dk}}{R_a} \cdot 100 , \tag{15}$$

în care :

$$r_{dk} = \frac{r_d r'_d}{R_{11}+r_d+r'_d} + \frac{(r_d+r'_d)(R_{11}+r_d)(R_{11}+r'_d)}{(R_{11}+r_d+r'_d)(2R_{11}+r_d+r'_d)} , \tag{16}$$

unde cu r_d și r'_d s-au notat rezistențele directe ale diodelor parcurse de semisuma, respectiv semidiferența curenților i_M și i_c (aflate deci în condiții de lucru identice), iar R_{11} este rezistența liniară înseriată cu diagonala de comandă BD a contactului K (puntea $ABCD$) al RSFEDR (v. fig. 3 din [1]). Eroarea sistematică (15) va putea fi compensată integral numai dacă schema RSFEDR este stabilizată termic.

2.3. Calculul derivei de zero a RSFEDR

Deriva de zero a RSFEDR va corespunde semnalului parazit i_0 creat prin circuitul său de măsurare de sursa auxiliară de c.c. E, datorită simetriei imperfecte a contactului K în raport cu această sursă. Principalii factori perturbatori ai simetriei contactului K sînt : neidentitatea caracteristicilor celor patru diode componente, variația temperaturii și instabilitatea în timp a t.e.m. E.

Calculele, efectuate în anexa 1, arată că deriva de zero α_0 a RSFEDR, direct proporțională cu valoarea medie a semnalului i_0, rezultă din expresia relativ simplă :

$$\alpha_0 \approx S_I \frac{T_c}{T} \cdot \frac{E(r_d-r'_d)}{R_a(2R_{11}+r_d+r'_d)} . \tag{17}$$

Pentru RSFEDR stabilizate termic, alimentate cu t.e.m. $E=\text{const.}$, deriva α_0 va fi de asemenea constantă, compensarea ei fiind posibilă prin conectarea unui potențiometru (de simetrizare) P_s în puntea $ABCD$ a contactului K, realizîndu-se astfel condiția $r_d=r'_d$ (și $\alpha_0=0$).

Cînd schema RSFEDR nu este termostatată, peste deriva constantă α_0 se va suprapune deriva de zero termică corespunzătoare variațiilor rezistențelor r_d și r'_d cu temperatura. Componenta necompensabilă $\Delta\alpha_0$ a derivei de zero a RSFEDR, determinată de variațiile necontrolate ale temperaturii, t.e.m. E și duratei T_c, va rezulta prin diferențierea expresiei (17), respectiv :

$$\Delta\alpha_0 \approx \alpha_0 \left[\frac{\Delta T_c}{T_c} + \frac{\Delta E}{E} + \left| \frac{(R_{11}+r'_d)\,\Delta r_d - (R_{11}+r_d)\,\Delta r'_d}{\left(R_{11}+\frac{r_d+r'_d}{2}\right)(r_d-r'_d)} \right| \right] , \tag{18}$$

în care Δr_d și $\Delta r'_d$ sînt variațiile absolute ale rezistențelor r_d, respectiv r'_d, corespunzătoare variațiilor $\Delta\theta$ ale temperaturii.

Anularea erorilor datorită derivei de zero a RSFEDR necesită stabilizarea riguroasă a t.e.m. E, alegerea corectă a diodelor contactului K și a potențiometrului P_s și stabilizarea termică a schemei RSFEDR.

2.4. Analiza și calculul erorilor datorită regimurilor tranzitorii ale contactului RSFEDR

Se definesc drept regimuri tranzitorii ale contactului RSFEDR, intervalele de timp în care diodele componente se găsesc simultan în stări opuse, de regulă două blocate și celelalte două în conducție. Duratele acestor regimuri coincid practic cu duratele fronturilor de comutare directă (FCD) și inversă (FCI) ale contactului K, respectiv ale fronturilor analoge ale semnalului dreptunghiular i_c care comandă nemijlocit starea lui K (fig. 1).

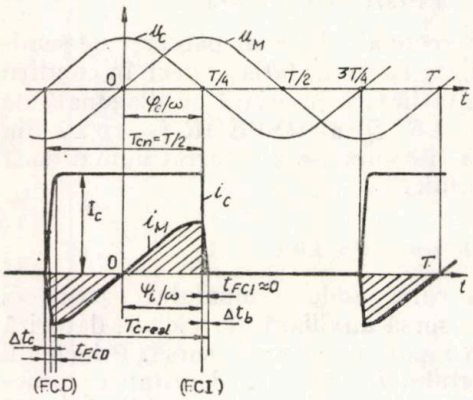


Fig. 1

Duratele fronturilor FCD și FCI vor depinde, pe de o parte, de parametrii componentelor schemei RSFEDR și, mai ales, de timpii de comutație directă și inversă ai tranzistoarelor T_1 și T_2 și ai diodelor contactului K iar, pe de alta, de faza ψ_i a comutării inverse a lui K și de raportul amplitudinilor semnalelor i_c, de comandă și i_M, de măsurat, care parcurg, în starea de conducție, diodele lui K.

Dacă timpii de comutație directă ai tranzistoarelor și diodelor contactului K sînt neglijabili în raport cu durata de conducție T_c (ceea ce, pentru frecvențe de 10...20 kHz, este perfect posibil, deoarece, în practică, acești timpi sînt de ordinul nanosecundelor [3]), durata t_{FCD} a frontului FCD va fi determinată numai de constanta de timp a circuitului de încărcare a condensatorului de temporizare C_3 al RSFEDR, egală cu [4]:

$$t_{FCD} \approx (2...3)\,(R_{10}+r_{dk})\,C_3. \tag{19}$$

Trecerea semnalului de comandă, i_c, de la valoarea zero, corespunzătoare stării de blocare a contactului K, la valoarea $I_c \approx E/R_{11}$, corespunzătoare conducției lui K, nu se va efectua deci brusc, cum s-a admis în [1], ci după o lege practic liniară (fig. 1), de forma:

$$i_c(t) \approx \frac{E}{R_{11}} \cdot \frac{1}{t_{FCD}}\, t, \qquad t \in [0\,;\, t_{FCD}]. \tag{20}$$

Diodele contactului K vor trece din starea de blocare în cea de conducție numai după ce semnalul i_c atinge valoarea:

$$i_c \geqslant I_{M\max} \approx \frac{U_{M\max}}{R_a}. \tag{21}$$

Ținînd cont de (20), condiția (21), de conducție simultană a diodelor contactului K, devine:

$$\frac{E}{R_{11}} \cdot \frac{t}{t_{FCD}} \geqslant \frac{U_{M\max}}{R_a}, \tag{22}$$

din care rezultă imediat valoarea Δt_c a duratei *regimului tranzitoriu de intrare în conducție* a contactului K, respectiv :

$$\Delta t_c \geqslant \frac{R_{11}}{E} \cdot \frac{U_{M\max}}{R_a} t_{FCD} , \tag{23}$$

în care t_{FCD} se obține din (19) .

Efectul imediat al acestui regim tranzitoriu, pus în evidență și de fig. 1, construită pentru cazul defavorabil cînd $\psi_i = \pi/2$, constă în *micșorarea* duratei de conducție T_c a RSFEDR cu abaterea $\Delta T_c = \Delta t_c$; consecințele acestor abateri au fost analizate în § 2.1. Durata Δt_c poate fi redusă la valori practic neglijabile dacă la proiectarea RSFEDR parametrii E, $U_{M\max}$, R_a, R_{11}, R_{10} și C_3 se aleg corespunzător.

Durata Δt_b a *regimului tranzitoriu de blocare* a contactului K va fi determinată în principal de timpii de revenire ai diodelor componente ; efectul acestui regim tranzitoriu este opus celui de intrare în conducție, el mărind durata de conducție T_c (fig. 1). Întrucît determinarea analitică a duratei Δt_b, spre deosebire de Δt_c, nu este posibilă (datorită dispersiei parametrilor diodelor contactului), la proiectarea RSFEDR se va impune condiția evidentă :

$$\Delta t_b \approx t_{\text{revenire max}} \ll T_c . \tag{24}$$

3. Concluzii

Eroarea relativă maximă de măsurare a RSFEDR va rezulta prin cumularea erorilor relative parțiale calculate și analizate mai sus. Toate aceste erori devin minime, practic neglijabile, ele reducîndu-se la erorile datorită abaterilor ΔT_c cauzate de imprecizia metodei de măsurare a duratei T_c (s-au măsurat valori efective în domeniul $U_M = 0...20$ V, la frecvențe în gama 50 Hz...10 kHz, cu erori mai mici decît 0,5%), dacă : a) sursa auxiliară de c.c. E este riguros stabilizată ; b) schema electrică a RSFEDR este stabilizată termic ; c) calculul și alegerea componentelor schemei RSFEDR se efectuează în conformitate cu condițiile de erori minime stabilite în prezenta lucrare.

Anexa 1

Calculul derivei de zero

În vederea calculului derivei de zero a RSFEDR s-au admis, pentru început, următoarele ipoteze simplificatoare : t.e.m. E și temperatura mediului sînt invariabile ; condiția (14) este îndeplinită, astfel că diodele contactului K, în starea de conducție, pot fi înlocuite prin rezistențele lor directe, constante, dar de valori diferite (datorită neidentității caracteristicilor lor V—A), respectiv $r_1 \neq r_2 \neq r_3 \neq r_4$. Aplicarea teoremelor generatorului echivalent și a suprapunerii efectelor schemei echivalente a contactului K, liniară, din motivele arătate mai sus, permite determinarea valorii instantanee a intensității curentului (rezultant) i_{AC} prin circuitul de măsurare al RSFEDR. Acest curent, rezultat prin sumarea curenților i_M, creat de semnalul de măsurat u_M, și i_0, produs, datorită nesimetriei punții $ABCD$, de t.e.m. E, va avea expresia :

$$i_{AC} = i_M + i_0 = \frac{u_M + \dfrac{E(r_1 r_4 - r_2 r_3)}{R_{11}(r_1+r_2+r_3+r_4)+(r_1+r_3)(r_2+r_4)}}{R_a + \dfrac{r_1 r_3}{R_{11}+r_1+r_3} + \dfrac{[R_{11}(r_1+r_2)+r_2(r_1+r_3)][R_{11}(r_3+r_4)+r_4(r_1+r_3)]}{(R_{11}+r_1+r_3)[(R_{11}+r_1+r_3)(r_2+r_4)+R_{11}(r_1+r_3)]}} . \tag{A.1}$$

Deoarece în practică:

$$r_1 ; r_2 ; r_3 ; r_4 \ll R_a, \tag{A. 2}$$

indiferent de valoarea rezistenței R_{11}, expresia (A. 1) devine:

$$i_{AC} \approx \frac{u_M}{R_a} - \frac{E(r_1 r_4 - r_2 r_3)}{R_a [R_{11}(r_1+r_2+r_3+r_4)+(r_1+r_3)(r_2+r_4)]}. \tag{A.3}$$

Întrucît [1] $i_M \approx u_M/R_a$, din compararea expresiilor (A.1) și (A.3) se obține valoarea instantanee a semnalului parazit i_0:

$$i_0 \approx \frac{E(r_1 r_4 - r_2 r_3)}{R_a [R_{11}(r_1+r_2+r_3+r_4)+(r_1+r_3)(r_2+r_4)]}. \tag{A.4}$$

Deriva de zero, α_0, a RSFEDR, datorită neidentității caracteristicilor diodelor contactului său K, va fi proporțională cu valoarea medie a semnalului i_0:

$$\alpha_0 = S_I I_{0med} = S_I \frac{1}{T}\int_0^T i_0 \, dt = S_I \frac{1}{T}\int_0^{T_c} i_0 \, dt, \tag{A.5}$$

deoarece pe intervalul de blocare $[T_c, T]$ a contactului K rezistența sa inversă este practic infinită și, corespunzător, $i_0 \approx 0$.

Din (A.5), ținînd cont de (A.4), rezultă imediat:

$$\alpha_0 \approx S_I \frac{T_c}{T} \cdot \frac{E(r_1 r_4 - r_2 r_3)}{R_a [R_{11}(r_1+r_2+r_3+r_4)+(r_1+r_3)(r_2+r_4)]}. \tag{A.6}$$

Dacă diodele contactului K sînt selecționate astfel încît cel puțin două cîte două să aibă caracteristici V—A foarte apropiate, rezistențele directe ale diodelor aflate în condiții de lucru identice (parcurse de același curent rezultant) vor fi practic egale, adică:

$$r_1 = r_4 = r_d \quad \text{și} \quad r_2 = r_3 = r'_d. \tag{A.7}$$

În condițiile (A.7), expresia (A.6) se simplifică considerabil, devenind în final:

$$\alpha_0 \approx S_I \frac{T_c}{T} \cdot \frac{E(r_d - r'_d)}{R_a(2R_{11}+r_d+r'_d)}. \tag{A.8}$$

Primită la 3 septembrie 1979

Institutul politehnic, Iași
Catedra de electrotehnică măsurări și mașini electrice

BIBLIOGRAFIE

1. Creț u Adr., *Cu privire la reglajul duratei de comutare a aparatelor electrice de măsură sensibile la fază*. Bul. Inst. polit. Iași, **XX(XXIV)**, *3—4*, s. III, 39—46 (1975).
2. Creț u Adr., Suchar I., *Redresor sensibil la fază electronic*. Brevet R.S.R., nr. *64 368*, 1 febr. 1975, București.
3. Doboș L., *Circuite basculante în practica radioamatorilor*. Ed. Tehn., Buc., 1972.
4. Creț u Adr., *Contribuții la studiul redresoarelor sensibile la fază, cu aplicare la realizarea de noi dispozitive de măsurare electrice*. Teză de doctorat, Inst. polit., Iași, 1979.

L'ANALYSE ET LE CALCUL DES ERREURS DES REDRESSEURS ÉLECTRONIQUES SENSIBLES À LA PHASE, AYANT LA DURÉE DE CONDUCTION REGLABLE

(Résumé)

On effectue le calcul et l'analyse des erreurs pour les redresseurs électroniques sensibles à la phase (RSFEDR) dont les schémas ont été proposés par l'un des auteurs dans des travaux antérieurs. À la fin on établit les conditions théoriques nécessaires pour réduire à minimum (<0,5%) les erreurs de mesure.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXVI (XXX), fasc. 3—4, 1980
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. D. 538.244.2

LE RÉGIME TRANSITOIRE D'ATTRACTION DES ÉLECTRO-AIMANTS À COURANT CONTINU

PAR

ADRIAN BARABOI, EUGEN HNATIUC et P. LEONTE

1. Quoiqu'elles présentent un important intérêt pratique, les conclusions concernant le fonctionnement en régime transitoire des électro-aimants, énoncées par divers chercheurs, [5], [6], sont établies d'habitude lors de l'analyse de l'équation différentielle attachée au circuit électrique et par conséquent elles se limitent seulement aux étapes de ce régime-ci, caractérisées par une position fixe (initiale ou finale) de l'armature mobile. Considérés comme convertisseurs électromécaniques de l'énergie, les électro-aimants ont le fonctionnement décrit, en fait, par un système de deux équations différentielles, habituellement nonlinéaires, satisfaites par les valeurs des grandeurs électromagnétiques et mécaniques qui interviennent pendant le régime transitoire. Dans [3] ce système-ci est déduit à l'aide des principes de la mécanique rationnelle.

Vu qu'on est intéressé à mettre en évidence, avec une précision agrandie, les influences des différents paramètres constructifs des électro-aimants à courant continu sur la durée de leur régime transitoire d'attraction, dans cette Note, en appelant aux méthodes de l'analyse nonlinéaire, on intègre le système d'équations qui décrit le fonctionnement de ceux-ci.

Dans la fig. 1 sont représentées graphiquement les zones polaires des deux types d'électro-aimants à courant continu, à noyau ferromagnétique en UI, ayant l'armature mobile translante (fig. 1 *a*), respectivement basculante (fig. 1 *b*) ; dans la fig. 2 est donnée la caractéristique de la force résistante, F_r (du moment résistant, M_r), actionnant sur l'armature mobile, considérée linéaire pour un certain domain de variation de l'entrefer de translation, δ, respectivement de rotation, α.

Compte tenu que l'amortissement du système mécanique est habituellement négligeable, les déplacements à l'attraction de l'armature mobile translante entre les entrefers (δ_1, δ_2) et de l'armature mobile basculante entre les entrefers (α_1, α_2) sont décrits, respectivement, par les équations :

$$(1)\qquad \begin{cases} m\dfrac{\mathrm{d}^2x}{\mathrm{d}t^2}+\dfrac{F_{r_2}-F_{r_1}}{\delta_1-\delta_2}\,x=\dfrac{\Phi_0^2}{\mu_0 S_0}-F_{r_1}\,, \\ J\dfrac{\mathrm{d}^2x}{\mathrm{d}t^2}+\dfrac{M_{r_2}-M_{r_1}}{\alpha_1-\alpha_2}\,x=\dfrac{r_m\Phi_0^2}{2\mu_0 S_0}-M_{r_1},\ x(0)=\dfrac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t}\Big|_0=0, \end{cases}$$

où l'on a noté par : m — la masse de l'armature translante, F_{r_1}, F_{r_2} — les forces résistantes initiale, respectivement finale, Φ_0 — le flux magnétique

de l'entrefer, μ_0 — la perméabilité de l'air, J — le moment d'inertie de l'armature basculante, M_{r_1}, M_{r_2} — les moments résistants initial, respectivement final, r_m — le bras de la force d'attraction, x — le déplacement de l'armature mobile.

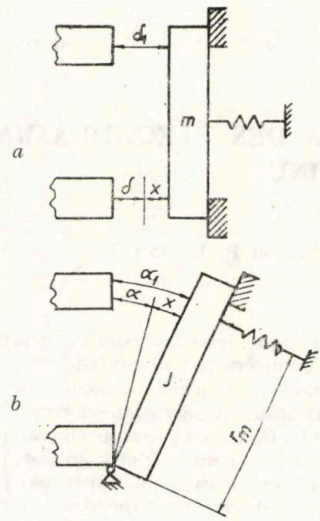


Fig. 1

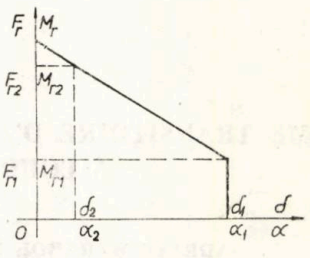


Fig. 2

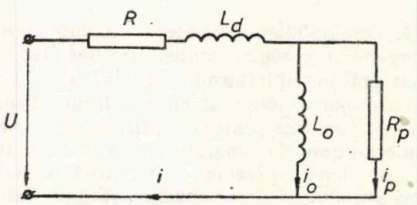


Fig .3

Pour le circuit électrique des électro-aimants à courant continu on adopte le schéma équivalent complexe d'une bobine à noyau ferromagnétique, [1], représenté graphiquement dans la fig. 3, les notations ayant les significations suivantes: U—la tension d'alimentation, $i(t)$— le courant débité par la source, R — la résistance de la bobine , L_d — l'inductance de dispersion, L_0 — l'inductance équivalente au flux magnétique Φ_0 de l'entrefer, R_p — la résistance équivalente aux pertes par courants de Foucault (on néglige les pertes résiduelles et par hystérésis).

Si l'on note avec N le nombre de spires de la bobine, l'équation du circuit électrique, ayant le schéma donné dans la fig. 3, peut être écrite sous la forme :

$$Ri+N\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(\Phi_0+\Phi_d)=U, \tag{2}$$

où Φ_d représente le flux magnétique de dispersion.

Le courant d'aimantation, $i_0(t)$, est donné par les expressions :

$$i_0(t)=\begin{cases}\left[\dfrac{2\delta(t)}{\mu_0 S_0}+\dfrac{1}{\mu}\displaystyle\sum_{k=1}^{n}\dfrac{l_k}{S_k}\right]\dfrac{\Phi_0(t)}{N}, & \text{pour l'électro-aimant ayant l'armature translante,}\\ \left[\dfrac{r_m\alpha(t)}{\mu_0 S_0}+\dfrac{1}{\mu}\displaystyle\sum_{k=1}^{n}\dfrac{l_k}{S_k}\right]\dfrac{\Phi_0(t)}{N}, & \text{pour l'électro-aimant ayant l'armature basculante,}\end{cases} \tag{3}$$

où μ est la perméabilité du noyau (considérée constante), l_k — la longueur de la partie k du noyau ferromagnétique, ayant la surface transversale S_k et S_0 — la surface de l'entrefer.

Ayant en vue que

$$R_p i_p(t) = N \frac{d\Phi_0}{dt}, \tag{4}$$

de (4) il résulte encore :

$$i_p(t) = \frac{N}{R_p} \cdot \frac{d\Phi_0}{dt}. \tag{5}$$

Pour le facteur de dispersion, σ_d, défini par la relation :

$$\sigma_d = 1 + \frac{\Phi_d}{\Phi_0}, \tag{6}$$

on adopte les expressions, [4] :

$$\sigma_d(t) = \begin{cases} 1+\sigma_0\delta(t), & \text{pour l'électro-aimant ayant l'armature translante,} \\ 1+\sigma_0\gamma_m\alpha(t), & \text{pour l'electro-aimant ayant l'armature basculante,} \end{cases} \tag{7}$$

de sorte que le flux de dispersion, Φ_d, résultera de la forme :

$$\Phi_d(t) = \begin{cases} \sigma_0\delta(t)\,\Phi_0(t), & \text{pour l'électro-aimant ayant l'armature translante,} \\ \sigma_0\gamma_m\alpha(t)\,\Phi_0(t), & \text{pour l'électro-aimant ayant l'armature basculante,} \end{cases} \tag{8}$$

où σ_0 est une constante.

Tenant compte du premier théorème de K i r c h h o f f, écrit sous la forme :

$$i(t) = i_0(t) + i_p(t) \tag{9}$$

et utilisant les relations (3), (5), (8), le système qui décrit le fonctionnement de l'électro-aimant à courant continu à l'attraction, constitué par l'équation (2) et, particulièrement, par (1_1) ou (1_2), résulte sous la forme normée unique :

$$\begin{cases} \dfrac{d^2z}{d\tau^2} + \Omega^2 z = ay^2 - m_r, \quad z(0) = \left.\dfrac{dz}{d\tau}\right|_0 = 0, \\ \dfrac{dy}{d\tau} + \eta y - \beta yz - q\dfrac{d(yz)}{d\tau} = U_0, \quad y(0) = y_0, \end{cases} \tag{10}$$

les inconnues et les coefficients ayant les expressions précisées dans le tableau 1, où avec Φ_r, x_r, on a noté les valeurs de répère du flux magnétique $\Phi_0(t)$, respectivement du déplacement $x(t)$ de l'armature mobile.

Tableau 1

Le paramètre	L'armature	
	translante (fig. 1 *a*)	basculante (fig. 1 *b*)
τ	$t-t_0$	
z	$\frac{x}{x_r}=\frac{\delta_1-\delta}{x_r}$	$\frac{x}{x_r}=\frac{\alpha_1-\alpha}{x_r}$
y	$\frac{\Phi_0}{\Phi_r}$	
η	$\frac{R}{N^2(\sigma_1+R/R_p)}\left(\frac{2\delta_1}{\mu_0 S_0}+\frac{1}{\mu}\sum_{Fe}\frac{l_k}{S_k}\right)$	$\frac{R}{N^2(\sigma_1+R/R_p)}\left(\frac{\alpha_1 r_m}{\mu_0 S_0}+\frac{1}{\mu}\sum_{Fe}\frac{l_k}{S_k}\right)$
β	$\frac{2Rx_r}{N^2\mu_0 S_0(\sigma_1+R/R_p)}$	$\frac{Rx_r r_m}{N^2\mu_0 S_0(\sigma_1+R/R_p)}$
q	$\frac{\sigma_0 x_r}{\sigma_1+R/R_p}$	$\frac{\sigma_0 x_r r_m}{\sigma_1+R/R_p}$
U_0	$\frac{U}{N\Phi_r(\sigma_1+R/R_p)}$	
σ_1	$1+\sigma_0\delta_1$	$1+\sigma_0\alpha_1 r_m$
Ω^2	$\frac{F_{r2}-F_{r1}}{m(\delta_1-\delta_2)}$	$\frac{M_{r2}-M_{r1}}{J(\alpha_1-\alpha_2)}$
a	$\frac{\Phi_r^2}{\mu_0 S_0 x_r m}$	$\frac{r_m\Phi_r^2}{2\mu_0 x_r J S_0}$
m_r	$\frac{F_{r1}}{mx_r}$	$\frac{M_{r1}}{Jx_r}$
z_2	$\frac{\delta_1-\delta_2}{x_r}$	$\frac{\alpha_1-\alpha_2}{x_r}$

2. Pour l'intégration analytique approximative du système d'équations différentielles (10) on utilise la méthode de la convolution complexe [2]; conformément à cette méthode-ci, on attache au système (10) le système d'équations intégrales de convolution :

$$(11)\qquad \begin{cases} Z(p)=-\dfrac{m_r}{p\,(p^2+\Omega^2)}+\dfrac{a\mathcal{L}(y^2)}{p^2+\Omega^2}, \\ Y(p)=\dfrac{py_0+U_0}{p\,(p+\eta)}-\dfrac{(\beta+qp)\mathcal{L}(yz)}{p+\eta}, \end{cases}$$

obtenu par l'application de la transformation de L a p l a c e aux équations du système (10).

Ayant parcouru deux pas du procédé préconisé par la méthode de la convolution complexe, on obtient une solution de la forme :

$$(12)\qquad \begin{cases} z(\tau)=c_0+c_1e^{-\eta\tau}+c_2e^{-2\eta\tau}+c_3\sin\Omega\tau+c_4\cos\Omega\tau, \\ y(\tau)=d_0+d_1e^{-\eta\tau}+d_2e^{-2\eta\tau}+d_3e^{-3\eta\tau}+d_4\tau e^{-\eta\tau}+d_5\sin\Omega\tau+ \\ \quad +d_6\cos\Omega\tau+e^{-\eta\tau}(d_7\sin\Omega\tau+d_8\cos\Omega\tau), \end{cases}$$

où :

$$(13)\qquad \begin{cases} c_0=\dfrac{a}{\Omega^2}\left(\dfrac{U_0^2}{\eta^2}-y_0^2\right), \quad c_1=\dfrac{2aU_0(y_0-U_0/\eta)}{\eta(\eta^2+\Omega^2)}, \quad c_2=\dfrac{a\,(y_0-U_0/\eta)^2}{4\eta^2+\Omega^2}, \\ c_3=\dfrac{\eta}{\Omega}(2c_2+c_1), \quad c_4=-(c_0+c_1+c_2), \quad d_0=\dfrac{U_0(\eta+\beta c_0)}{\eta^2}, \\ d_1=\left(y_0-\dfrac{U_0}{\eta}\right)+(\beta-\eta q)\left[\dfrac{U_0}{\eta^2}(c_2-c_1-c_0)+\left(y_0-\dfrac{U_0}{\eta}\right)\left(\dfrac{c_2}{2\eta}+\dfrac{c_3}{\Omega}\right)+\right. \\ \quad \left.+\dfrac{y_0c_1}{\eta}+\dfrac{U_0(\Omega c_3-\eta c_4)}{\eta(\eta^2+\Omega^2)}\right]+qy_0c_0+\dfrac{qU_0}{\eta}(c_1-c_0), \\ d_2=\dfrac{2\eta q-\beta}{\eta}\left[y_0c_1+\dfrac{U_0}{\eta}(c_2-c_1)\right], \quad d_3=\dfrac{c_2}{2\eta}(3\eta q-\beta)\left(y_0-\dfrac{U_0}{\eta}\right), \\ d_4=(\beta-\eta q)\left[y_0c_0+\dfrac{U_0}{\eta}(c_1-c_0)\right], \quad d_5=\dfrac{U_0c_3(\Omega^2q+\eta\beta)+U_0c_4\Omega(\beta-\eta q)}{\eta(\eta^2+\Omega^2)}, \\ d_6=\dfrac{U_0c_3\Omega(\eta q-\beta)+U_0c_4(\Omega^2q+\eta\beta)}{\eta(\eta^2+\Omega^2)}, \quad d_7=\left(y_0-\dfrac{U_0}{\eta}\right)\left(c_3q+c_4\dfrac{\beta-\eta q}{\Omega}\right), \\ d_8=\left(y_0-\dfrac{U_0}{\eta}\right)\left(c_4q+c_3\dfrac{\eta q-\beta}{\Omega}\right). \end{cases}$$

Il est connu que le régime transitoire d'attraction de l'électro-aimant à courant continu découle en trois étapes :

a) de la mise sous tension de la bobine de l'électro-aimant, $(t=0)$, jusqu'à l'instant t_{pa}, qui marque la mise en mouvement de l'armature mobile ;

b) de l'instant t_{pa} jusqu'à l'instant t_a, quand le noyau arrive au collage ; le déplacement de l'armature mobile se produit dans l'intervalle de temps :

$$t_{ma}=t_a-t_{pa}, \tag{14}$$

où t_a représente le temps d'actionnement de l'électro-aimant et t_{ma} — le temps de mouvement de l'armature mobile ;

c) de l'instant t_a, avec le noyau au collage, quand les grandeurs électromagnétiques évoluent vers leurs valeurs de régime permanent.

Les solutions (12) du système d'équations différentielles (10) décrivent complètement les étapes ci-dessus du régime transitoire d'attraction de l'électro-aimant à courant continu si les coefficients (13) seront convenablement particularisés. Ainsi on peut montrer que les solutions correctes pour chaque étape du régime transitoire résultent en substituant, dans les relations (13), les paramètres contenus dans la première colonne du tableau 2, par les expressions correspondantes des autres.

Tableau 2

Le paramètre	$t\in[0, t_{pa}]$	$t\in[t_{pa}, t_a]$	$t\in[t_a, \infty)$
t_0	0	t_{pa}	t_a
τ	t	$t-t_{pa}$	$t-t_a$
U_0	U_0	U_0	$\frac{U_0}{1-q}$
η	η	η	$\frac{\eta-\beta z_2}{1-q}$
β	0	β	0
q	0	q	0
y_0	0	$\sqrt{\frac{m_r}{a}}$	$y(t_a)$
$z(0)$	0	0	0

Vu qu'il est nécessaire, parfois, de connaître le courant $i(\tau)$, celui-ci, compte tenu des relations (3), (6) et en utilisant les notations précisées dans le tableau 1, résulte de la forme :

$$\varepsilon(\tau)=\frac{(\eta-\beta z)\, y+\dfrac{R}{R+\sigma_1 R_p}\cdot\dfrac{dy}{d\tau}}{U_0}, \tag{15}$$

où avec $\varepsilon(\tau)$ on a noté le courant $i(\tau)$, rapporté à sa valeur de régime permanent :

$$\varepsilon(\tau) = \frac{Ri(\tau)}{U} . \tag{16}$$

3. On a vérifié expérimentalement les résultats obtenus par voie analytique, à l'aide d'un électro-aimant à courant continu, ayant les valeurs suivantes pour ses paramètres : $U=40$ V, $R=550\,\Omega$, $N=6{,}5 \cdot 10^3$ sp., $r_m=3 \cdot 10^{-2}$ m, $\alpha_1=5 \cdot 10^{-2}$ rad., $\alpha_2=1{,}666 \cdot 10^{-2}$ rad., $M_{r1}=0{,}134$ Nm, $M_{r2}=0{,}182$ Nm, $S_0=1{,}5 \cdot 10^{-4}$ m^2, $l_1=7{,}2 \cdot 10^{-2}$ m, $S_1=1{,}5 \cdot 10^{-4}$ m^2, $l_2=6{,}1 \cdot 10^{-2}$ m, $S_2=1{,}2 \cdot 10^{-4}$ m^2, $\mu=2{,}5 \cdot 10^{-3}$ H/m $J=5{,}9 \cdot 10^{-6}$ Kgm^2, $\sigma_0=4{,}333 \cdot 10^2$ m^{-1}, $R_p=1{,}6 \cdot 10^{-4}\,\Omega$, $\Phi_r=1{,}555 \cdot 10^{-4}$ Wb, $X_r=3{,}334 \cdot 10^{-2}$ rad.

Dans la fig. 4 *a* sont représentées graphiquement les courbes, obtenues par calcul, du déplacement normé, $z(t)$ et du flux magnétique normé, $y(t)$; pour les durées t_{pa}, t_{ma} résultent, par calcul et aussi expérimentalement, $t_{pa}=2 \cdot 10^{-2}$ s, $t_{ma}=7{,}25 \cdot 10^{-3}$ s, de sorte que pour la valeur du temps d'actionnement de l'électro-aimant on obtient $t_a=27{,}25 \cdot 10^{-3}$ s.

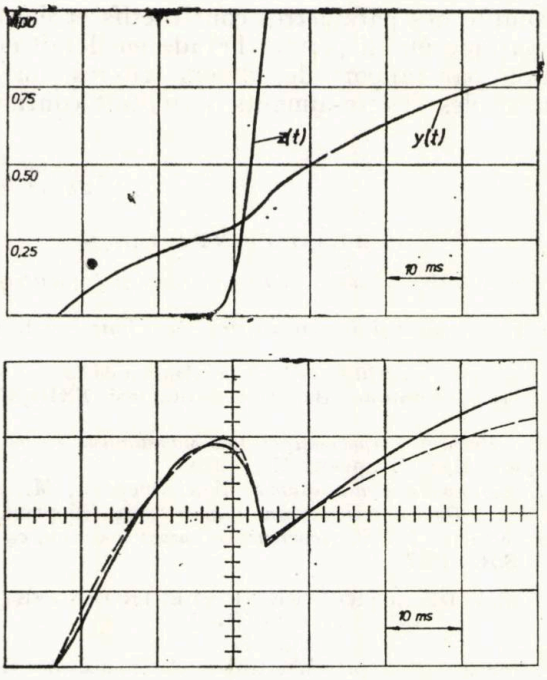


Fig. 4

En utilisant les courbes $y(t), z(t)$, on détermine, finalement, à l'aide de la relation (15), la courbe $\varepsilon(t)$ du courant normé ; on constate une bonne concordance entre la courbe calculée, représentée par une ligne interrompue et l'oscillogramme de ce courant-ci, tous les deux données dans la fig. 4 *b*.

Les valeurs calculées du courant, $\varepsilon(t)$, pour $t > t_a$, sont inférieures à celles de l'oscillogramme, compte tenu du fait qu'on a négligé, dans l'analyse, l'effet de la saturation du noyau ferromagnétique de l'électro-aimant.

Conclusions

1. En considérant l'électro-aimant comme un convertisseur électromécanique de l'énergie, on déduit le système d'équations différentielles (10), qui décrit le fonctionnement en régime transitoire d'attraction de l'électro-aimant à courant continu (avec armature mobile translante ou basculante), dans l'hypothèse qu'on néglige l'amortissment mécanique et la saturation du noyau, mais on considère les influences du flux magnétique de dispersion et les pertes par courants de Foucault.

2. On intègre par voie analytique, ce système-ci, en obtenant comme solutions les expressions du déplacement normé, $z(t)$, de l'armature mobile et du flux magnétique, aussi normé, $y(t)$.

3. On présente des données expérimentales, qui mettent en évidence, par concordance, la correctitude des résultats théoriques.

4. Les résultats obtenus ($t_{ma} \approx 25\%\ t_a$), justifient les essais des chercheurs, [7], dirigés vers l'augmentation de la rapidité des électro-aimants à courant continu, par voie de la diminution des valeurs de la durée t_{pa}.

5. Tenant compte des paramètres constructifs et électromagnétiques, le modèle mathématique établi permet l'étude en détail et offre la possibilité d'optimisation par rapport des divers critères, du fonctionnement en régime transitoire des électro-aimants à courant continu.

Reçue le 28 avril 1980

Institut Polytechnique, Jassy
Chaire d'Électroénergétique

BIBLIOGRAPHIE

1. Savin Gh., Rosman H., *Circuite electrice neliniare și parametrice*. Ed. Tehn., Buc. 1973.
2. Stănciulescu Fl., *Analiza și simularea sistemelor neliniare*. Ed. Acad. R.S.R., Buc., 1974.
3. Hnatiuc E., *L'étude des possibilités d'obtenir la vibration de l'armature mobile des électro-aimants de courant continu*. Bul. Inst. polit., Iași, **XXIII(XXVII)**, *1—2*, s. III, 27 (1977).
4. Арнолд П. Р., *Расчет и проектирование магнитных систем с постоянными магнитами*. Изд. Энергия, М., 1969.
5. Таев И. С., *Электрические аппараты*. Изд. Энергия, М., 1977.
6. Чунихин А. А., *Электрические аппараты*. Изд. Энергия. М., 1975.
7. Baraboi A., Hnatiuc E., *Electromagnet de curent continuu, cu bobină de tensiune*. Brevet R.S.R., 1977.

REGIMUL TRANZITORIU DE ACȚIONARE AL ELECTROMAGNEȚILOR DE CURENT CONTINUU

(Rezumat)

Considerînd electromagneții drept convertizoare electromecanice de energie, se stabilește sistemul de ecuații diferențiale care descrie funcționarea unui electromagnet de curent continuu (cu armătură mobilă de translație sau de rotație) în regim tranzitoriu, la acționare și se integrează acest sistem cu ajutorul metodei convoluției în planul complex. Drept soluție aproximativă se obțin expresiile, sub formă normată, ale deplasării armăturii mobile și fluxului magnetic din întrefier.

Se prezintă date experimentale, care confirmă, sub raport cantitativ, rezultatele obținute pe cale teoretică.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXVI (XXX), fasc. 3—4, 1980
Secția III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D. K. 621.314.5

STATIC FREQUENCY CONVERTER FOR SUPPLYING SETS OF THREE-PHASED ELECTRIC MOTORS

BY

D. ALEXA, LAURENȚIU TURIC, ROMAN SIRETCHI and C. ORIȚĂ

1. Introduction

In the electrical drive system with sets of a.c. adjustable speed motors, the continuous change of the supply frequency and voltage is necessary, after certain laws. The variation range of the voltage and frequency are changing depending on the conditions imposed by the corresponding drive system.

In the future, besides the increase of the degree of the automation of the electric drive with the view of getting devices with improved performances an increase of their efficiency is stipulated by reducing the power request.

Decreasing the power loss in the adjustable frequency and voltage motors and reducing as much as possible the parasitic torques of these motors (torques due to the lower harmonics of the supply voltage) can be achieved, for instance, by using static frequency converters based upon the method of sinusoidal pulsewidth modulation of the output voltage pulses (P.W.M.). The inverters constructed based upon the P.W.M. principle show the disadvantage of demanding complicated control circuit, having high commutation losses of the thyristors and an output frequency usually restricted to a maximum value of 150 Hz.

The static converter described in what follows eliminates these shortcomings and permit to obtain output frequencies adjustable between zero and 500 Hz and output voltages with a high content of the fundamental harmonic. It can be utilized for driving sets of motors in electrical traction (with rotative or linear asynchronous motors), for mill roller, in the textile industry of synthetic fibres (with reactive synchronous motors) a.s.o.

2. Operating Principle

As indicated in Fig. 1, the static frequency converter consists of a RC controlled rectifier with the output voltage E, a smooting L_fC_f filter for this voltage in an intermediate circuit, two identical inverters I' and I'' and a group of six auxiliary thyristors, connected between the output terminals of the inverters. These thyristors permit an almost complete suppression of the 5th and the 7th harmonics of the output voltage.

It is necessary that the three-phase loads of the two inverters should be equal and symmetrical to each other. If the electric motors are identical, it follows that at the output terminals of each inverter the same number of motors should be connected, i.e. $N'=N''$.

Let's assume that the equivalent loads of the inverters, I' and I'', are characterized by the impedances Z'_a, Z'_b, Z'_c and Z''_a, Z''_b, Z''_c respectively,

according to Fig. 2. Next, let's suppose that all these impedances are equal to each other.

The *RC* controlled rectifier allows the variation of the input voltage E on the inverters, the last ones performing the charge of the supply frequency of the motors.

In what follows, the operation of the inverters between the time moments t_0 and t_8 is described according to Figs. 2 and 3. The case is considered when the motors represent inductive resistive loads for the inverters and so the statoric currents will be delayed as compared to the phase voltage of the fundamental component.

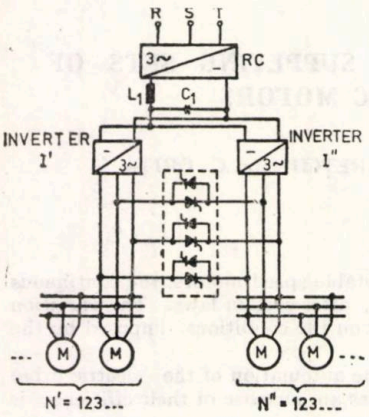


Fig. 1

Before the moment t_0, according to Fig. 3 *a*, the thyristors T'_2 and T'_5 and the diode D'_4 are conductive for the inverter I' and the thyristors T''_1 and T''_6 and the diode D''_3 are conductive for the inverter I''.

At the moment t_0, the turning-off order is given for the main thyristors T'_2 and T''_1 by the firing of the turning-off thyristors T'_{12} and T''_{11}. The currents flowing through the impedances Z'_a and Z''_a will be cut-off on the diodes D'_1 and D''_2 at the end of the turning-off process. At the moment $t_0+\Delta t_1$ (where Δt_1 is almost equal to the time interval of the commutation process between the main thyristors and the diodes D'_1 and D''_2) a firing impulse is applied to the auxiliary thyristor T'_a.

The commutation process between the main thyristors T'_2 and T''_1 and the auxiliary thyristor T'_a is illustrated in Fig. 4 *a*. The thyristor T'_a can

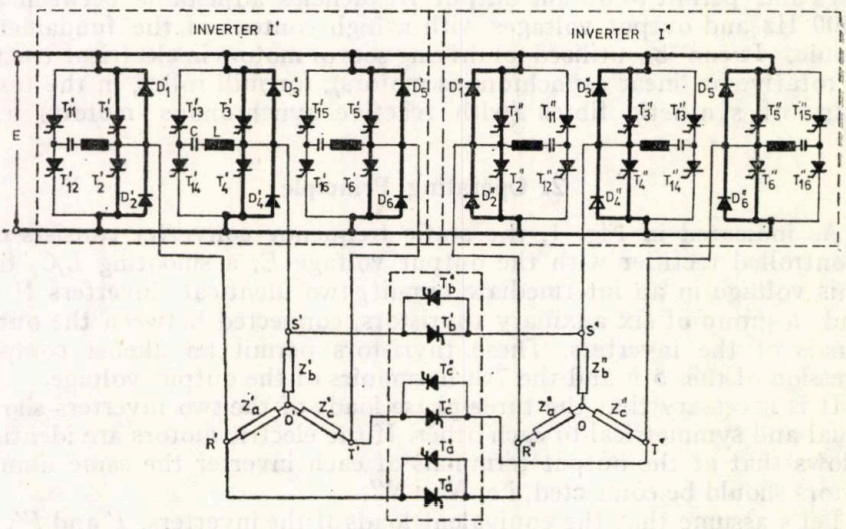


Fig. 2

enter in conduction since the currents flowing through the impedances Z'_a and Z''_a are equal and in opposition, according to Fig. 3 *b*. When T'_a begins to conduct, the diodes D'_1 and D''_2 become blocked. Within the time interval $[t_0, t_1]$, the driving pulses are applied under the form of pulse trains at the thyristors T'_4, T'_5, T''_3 and T''_6. As a result, the voltages across the impedances will be : $+E/2$ for Z'_c and Z''_b, $-E/2$ for Z'_b and Z''_c and zero for Z'_a and Z''_a respectively, according to Fig. 3 *b*.

Within the same time interval, from t_0 and t_1, the thyristors T'_{11} and T''_{12} are firing, given the change of the polarity of the corresponding turning-off capacitors, as can be seen in Fig. 4 *b*.

At the moment t_1, the thyristors T'_{12} and T''_{11} are on and thus the thyristor T'_a is off. The commutation process between the thyristor T'_a and the diodes D'_1 and D''_2, performed by means of the turning-off thyristors T'_{12} and T''_{11} is shown in Fig. 4 *c*. From t_1 to t_2 drive pulse trains are applied at the gates of the thyristors T'_1 , T'_4 , T'_5 and T''_2 , T''_3 , T''_6 respectively.

As long as the current flowing through the impedances Z'_a and Z''_a will have the senses given in Fig. 3 *c*, the diodes D'_1 and D''_2 will be in conduction. After these currents have passed through their zero value, the thyristors T'_1 and T''_2 are on and the currents reverse their senses. Between t_1 and t_2, the following voltages will be applied to the impedances : $+E/3$ for Z'_a and Z'_c, $-2E/3$ for Z'_b, $+2E/3$ for Z''_b and $-E/3$ for Z''_a and Z''_c respectively.

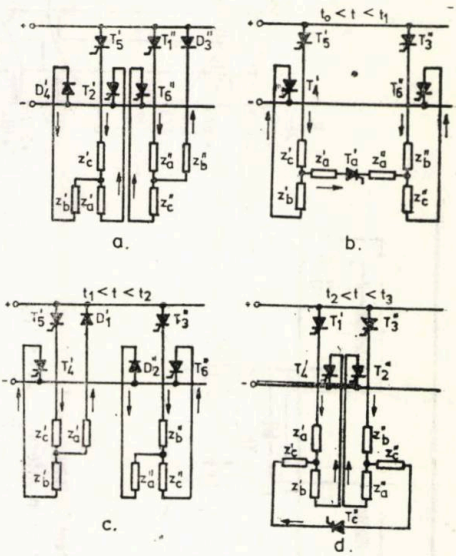


Fig. 3

At the moment t_2, the cut-off orders are given, for the main thyristors T'_5 and T''_6. The currents flowing through the impedances Z'_c and Z''_c are switched at the end of the cut-off process, on the diodes D'_6 and D''_5. At the moment $t_2+\Delta t_1$, a firing pulse is applied at the auxiliary thyristor T''_c. This auxiliary thyristor may become conductive since the currents flowing through the impedances Z'_c and Z''_c are equal and opposite to each other, according to Fig. 3 *d*. When the thyristor T''_c become conductive the diodes D'_6 and D''_5 become blocked. Within the time interval from t_2 to t_3, drive pulse trains are applied at the thyristors T'_1, T'_4, T''_2 and T''_3. Accordingly, the voltages shared by the impedances will be : $+E/2$ for Z'_a and Z''_b, $-E/2$ for Z'_b and Z''_a and zero for Z'_c and Z''_c, as seen in Fig. 3 *d*. Similarly within this time interval the polarity of the turning-off thyristors T'_{16} and T''_{15} are the reverse of those of the cut-off capacitors afferent to these thyristors.

At the moment t_3, the thyristors T'_{15} and T''_{16} are on and, as a result, the auxiliary thyristor T''_c is off.

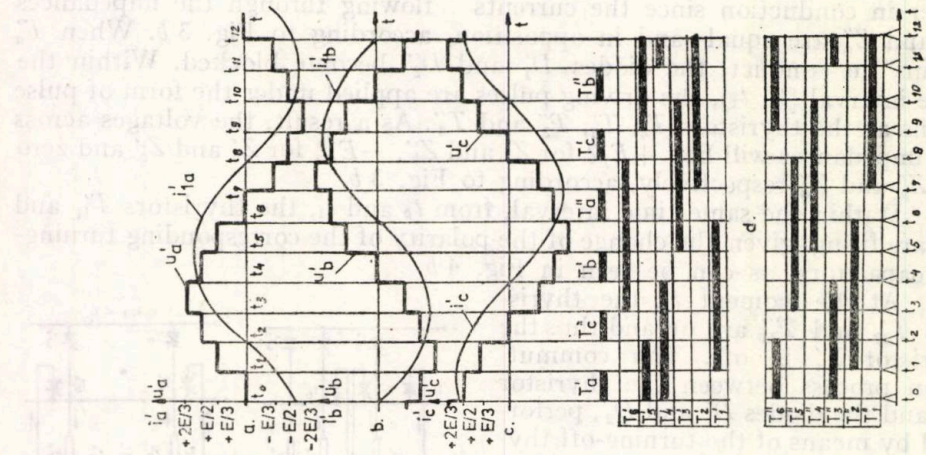

a.
b.
c.
d.
e.
t
+2E/3
+E/2
+E/3
-E/3
-E/2
-2E/3

Fig. 5

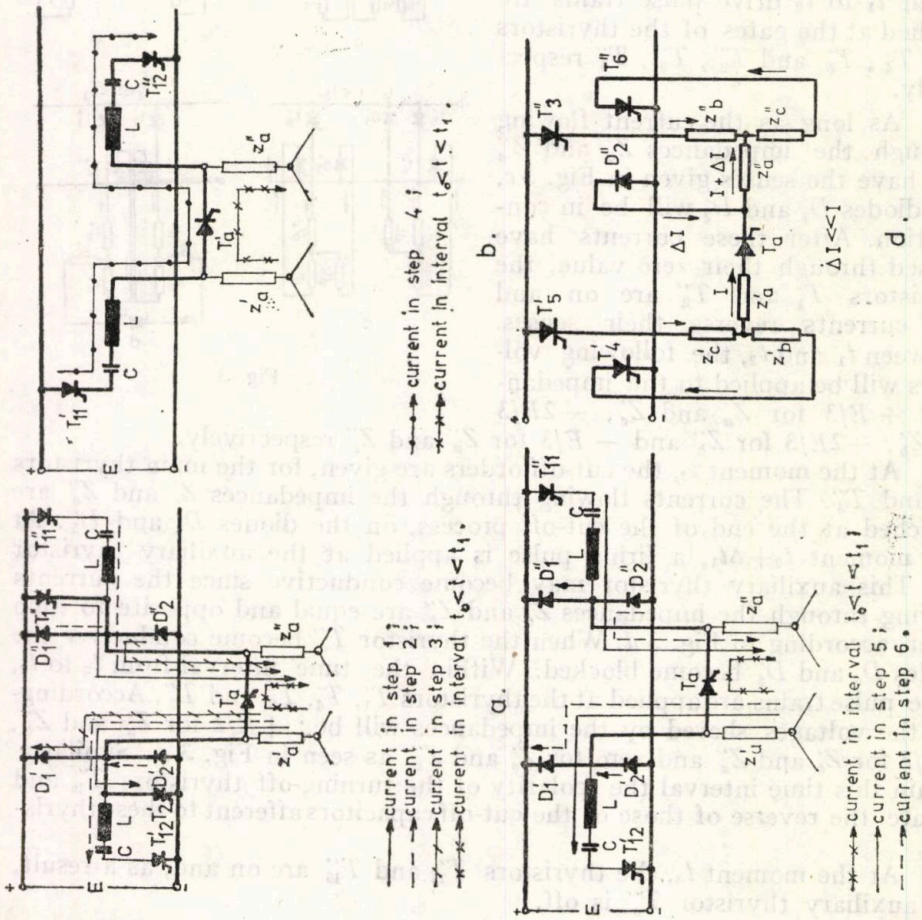

current in step 1;
current in step 2;
current in step 3;
current in interval $t_0 < t < t_1$.
current in step 4;
current in interval $t_4 < t < t_4$.
current in interval $t_0 < t < t_1$;
current in step 5;
current in step 6.
a.
b.
c.
d.
E
C
L
ΔI
ΔI<<I
I+ΔI

Fig. 4

Drive pulse train programs of the main thyristors of the inverters I' and I'', for a whole period of the output voltage, are given in Figs. 5 *d* and *e*. One can see from these figures that the programs are dephased with 180°.

The auxiliary thyristors T'_a, T''_a, T'_b, T''_b, T'_c and T''_c can be driven with only one impulse at the beginning of their conduction interval, according to the diagram in represented Fig. 5 *d*. In the case of the resistive loads, these thyristors will not be in conduction. Within the time interval when one of the auxiliary thyristors is on, the polarities of the corresponding cut-off capacitors have to be reversed. At the end of these intervals, the cut-off capacitors permit the blocking of the auxiliary thyristor that was on.

Let's suppose, for instance, that at the moment $t_0+\Delta t_1$, when the thyristor T'_a is firing, the currents running through the impedances Z'_a and Z''_a are I and $I+\Delta I$, according to Fig. 4 *d*, therefore they are different from each other. In this case, after the opening of T'_a, the diode D'_2 will also be in conduction, until ΔI vanishes, the decreasing of ΔI being very fast.

In conclusion, by means of the driving programs of the inverters I' and I'', according to Figs. 5 *d* and *e*, stepped output voltages can be obtained. For the inverter I', the waveforms of the output phase voltages u'_a, u'_b and u'_c and those of the fundamentals of the line currents i'_{1a}, i'_{1b} and i'_{1c} are given in Figs. 5 *a*, *b* and *c*. Regarding the inverter I'', it has the output line voltages and the fundamentals of the line currents dephased with 180° as compared to the corresponding parameters of the inverter I'.

The static frequency converter represented in Fig. 1 can be accommodated to recover the electric energy obtained during the braking condition of the electric motors. It also can be performed with other constructive versions of the inverter, observing the driving programs from Figs. 5 *d* and *e*.

The waveform of the output voltage represented in Fig. 5 is valid for purely resistive or inductive-resistive loads and approximates quite well a sine curve. The Fourier expansion of this voltage has the form :

$$U_{R'O'}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} U_n \sin n\omega_1 t, \tag{1}$$

where $\omega_1=2\pi f_1$ is the output pulsation.

The amplitude of the n-th harmonic of the output voltage is given by the expression :

$$|U_n| = \frac{8E}{3n\pi} \sin n\frac{\pi}{2} \sin n\frac{\pi}{3} \cos n\frac{\pi}{6} \cos n\frac{\pi}{12}.$$

From the above relation, an important diminution is seen of the 5-th and 7-th harmonics, as compared to those obtained at the adjustable input voltage inverters (AVI inverters) and a 180° relative conduction interval of the main thyristors.

The fundamental content of the waveform in Fig. 5 represents 0,988. In the absence of the six auxiliary thyristors, it will represent 0,955.

A characteristic feature of the inverters I' and I'' is their main thyristors being on for 150°, according to Figs. 5 *d* and *e*. This results in a diminut-

ion of the average values of the currents flowing through the thyristors both of the inverters I' and I'' and the RC rectifier and therefore, in an improvement of the total power factor at the input of the static converter.

Concerning the design of the auxiliary thyristors, they can be chosen at a current of 15...20% of the rated value of the main thyristors of the inverters I' and I''.

3. Conclusions

The static frequency converter proposed and described in this paper allows the powering of same groups of three-phase electric motors of the following types: reactive synchronous, rotating asynchronous or linear asynchronous motors.

The proposed converter is characterized by a 0,988 content of the fundamental harmonic in the output voltage and by a diminution of the reactive power demanded by the supply network.

Received, January 9, 1980

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electronics and Computers

REFERENCES

1. Penkowski J. L., Pruzinski E. K., *Fundamentals of a Pulse-width Modulated Power Circuit.* IEEE Trans., Ind. Appl., 5, 884–892 (1972).
2. Chauprade R., *Commande électronique des moteurs à courant alternatif.* RGÉ–FRA, 85, *10*, 819–841 (1976).
3. Nitschke J. H., Putz U., *Umrichter für Drehstromantriebe.* Tech. Mitt. AEG-Telefunken, 67, *1*, 2–6 (1977).

CONVERTIZOR STATIC DE FRECVENŢĂ PENTRU ALIMENTAREA GRUPURILOR DE MOTOARE ELECTRICE TRIFAZATE

(Rezumat)

Se propune şi se descrie un convertizor static de frecvenţă, care permite alimentarea cu energie electrică a unor grupe de motoare electrice trifazate şi se caracterizează printr-un conţinut ridicat în fundamentală al tensiunii de ieşire, de 0,988.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXVI (XXX), fasc. 3—4, 1980
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D. K. 621.39

EIN PROGRAMIERBARES ZUSATZGERÄT FÜR VERSUCHSANRUFE

VON

M. ANTONESCU

1. Einleitung

Eine Regel in den Selbstanschlußämtern ist die tägliche Prüfung der Verluste die beim Aufbau der telephonischen Verbindungen erscheinen und unter einer bestimmten, vorgesehenen Grenze bleiben müßen. Zu diesem Zweck unternimmt ein Beamter eine große Zahl von Versuchsanrufe einiger vorgeschriebenen Nummern und rechnet sich die verlorengegangenen Verbindungen aus der gesamten Probenzahl aus.

Unter der Anwendung eines gewöhnlichen Telephongerätes mit Wahlscheibe wurde die Arbeit des Beamtes wesentlich einfacher, falls er nicht gezwungen wäre jedesmal alle Ziffern zu wählen.

In der vorliegenden Arbeit wird ein Adapter für Telephongeräte vorgeschlagen, der die Programmierung der gewünschten Nummer und dann beliebig viele Versuchsanrufe erlaubt, die jedesmal nur eine einzige Betätigung eines Druckknopfes benötigen.

2. Die Schaltungbeschreibung

Das Zusatzgerät muß den Mikrophonstrom der durch die telephonische Leitung fliesst in derselben Weise wie die Kontakte der Wahlscheibe unterbrechen. Infolgedessen, der elektronische Teil des Adapters steuert ein Relais dessen Kontakte in Reihe mit der Leitung geschaltet sind. Bei der Betätigung des Druckknopfes, das Relais erzeugt also fünf Unterbrechungsreihen des Gleichstromes in der Leitung. Die Dauer des Impulses, bzw. der Pause hat denselben Wert wie bei den gewöhnlichen Telephonapparaten, also 33, bzw. 66 Ms. Dasselbe gilt auch für den Zeitabstand zwischen den Impulsreihen, der etwa 500 Ms. beträgt.

Das Schema der Schaltung ist in der Abb. 1 dargestellt. Es besteht hauptsächlich aus einem Oszillator mit den monostabilen Kippschaltungen MK_{33} und MK_{66} realisiert, einem binären Zähler, BZ, einem Speicher aus den binär-dezimalen Dekodierschaltungen $D_1 ... D_5$ zusammengesetzt.

Dazu werden noch die monostabile Kippschaltung MK_{500}, die die Pause zwischen den Impulsreihen bildet, die monostabile Kippschaltung MK_{700}, die die Erzeugung von Impulsen nach der Generierung von fünf Impulsreihen ausschaltet, die monostabile Kippschaltung MK_{10}, die das

Schema in den anfänglichen Zustand nach einem Versuchsanruf bringt und ein paar Torschaltungen und bistabilen Kippschaltungen, hinzugefügt.

Die Funktionierung gewinnt man aus der Darstellung des Schemas, und aus den Abb. 2 und 3 die die Impulsdiagrammen für die Bildung der ersten, bzw. letzten Ziffer aufführen.

Der anfängliche Zustand der Elementen des Schemas ist folgender: der Oszillator (MK_{33} und MK_{66}) in Ruhezustand ($Q=0$); die monostabilen Kippschaltungen MK_{500}, MK_{700}, MK_{10} in Ruhezustand ($Q=0$); der Zähler in Nullzustand; die bistabilen Kippschaltungen $BK_1 ... BK_4$ in Nullzustand ($Q=0$). Die Programmierung der gewünschten Nummer erlangt man unter Zusammenschaltung, mit einem Umschalter, eines einzigen Dekodierschaltungausgangs zum entsprechenden Eingang einer Torschaltung. Für die erste Ziffer dient das Paar D_1 — UND_1, u.s.w. D_5—UND_5 für die letzte. In der Abb. 1 ist also die Nummer 25 913 programmiert. Die unbenützten Eingänge der Torschaltungen sind am (+), also am 1 logik, angeschlossen.

Unter diesen Bedingungen ist die $ODER_1$ geöffnet (durch $Q_{MK_{66}}$ und $Q_{MK_{500}}$) und mit dem Druckknopf steuerbar; die UND_6 ist geöffnet (durch $Q_{MK_{700}}$ und $Q_{MK_{500}}$) und über $Q_{MK_{33}}$ steuerbar; die UND_1 ist geöffnet (durch $\overline{Q}_{BK_1}$ und den Eingängen 2...11 am 1) und steuerbar über dem zweiten Ausgang der D_1; die Torschaltungen $UND_2 ... UND_5$ sind über $Q_{BK_1} ... Q_{BK_4}$ gesperrt; die Torschaltung $ODER_2$ hat die Eingänge D, E, F, H am 0, bzw. B am 1 angeschlossen; also, der Ausgang C ist am 1 und die $ODER_2$ Torschaltung wird während der Erzeugung der Impulse der ersten Ziffer vom B Eingang gesteuert.

Auf dem Hinterfront des Steuerimpulses (Abb. 2 *a*) ist die monostabile Kippschaltung MK_{33} für 33 Ms. erregt (Abb. 2 *b*). Dieser Impuls fliesst durch die UND_6 und sein Hinterfront wird die monostabile Kippschaltung MK_{66} für 66 Ms. erregen (Abb. 2 *c*). Der 66 Ms. Impuls durchquert die $ODER_1$ (geöffnet zu diesem Zeitpunkt durch dem Druckknopf und $Q_{MK_{500}}$) und sein Hinterfront erzeugt eine neue Erregung der MK_{33} u.s.w. Auf dieser Weise generiert man im G Ausgangspunkt eine Impulsreihe mit 33 Ms. Impuls und 66 Ms. Pausedauer.

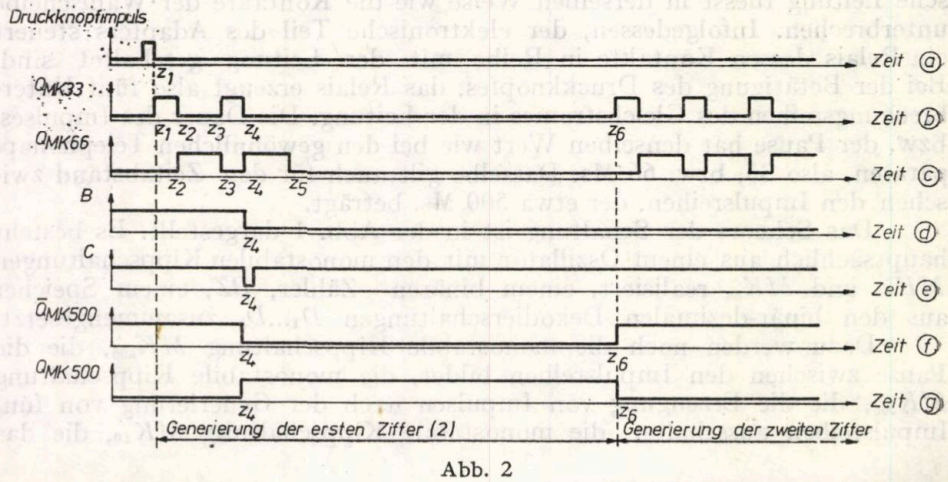


Abb. 2

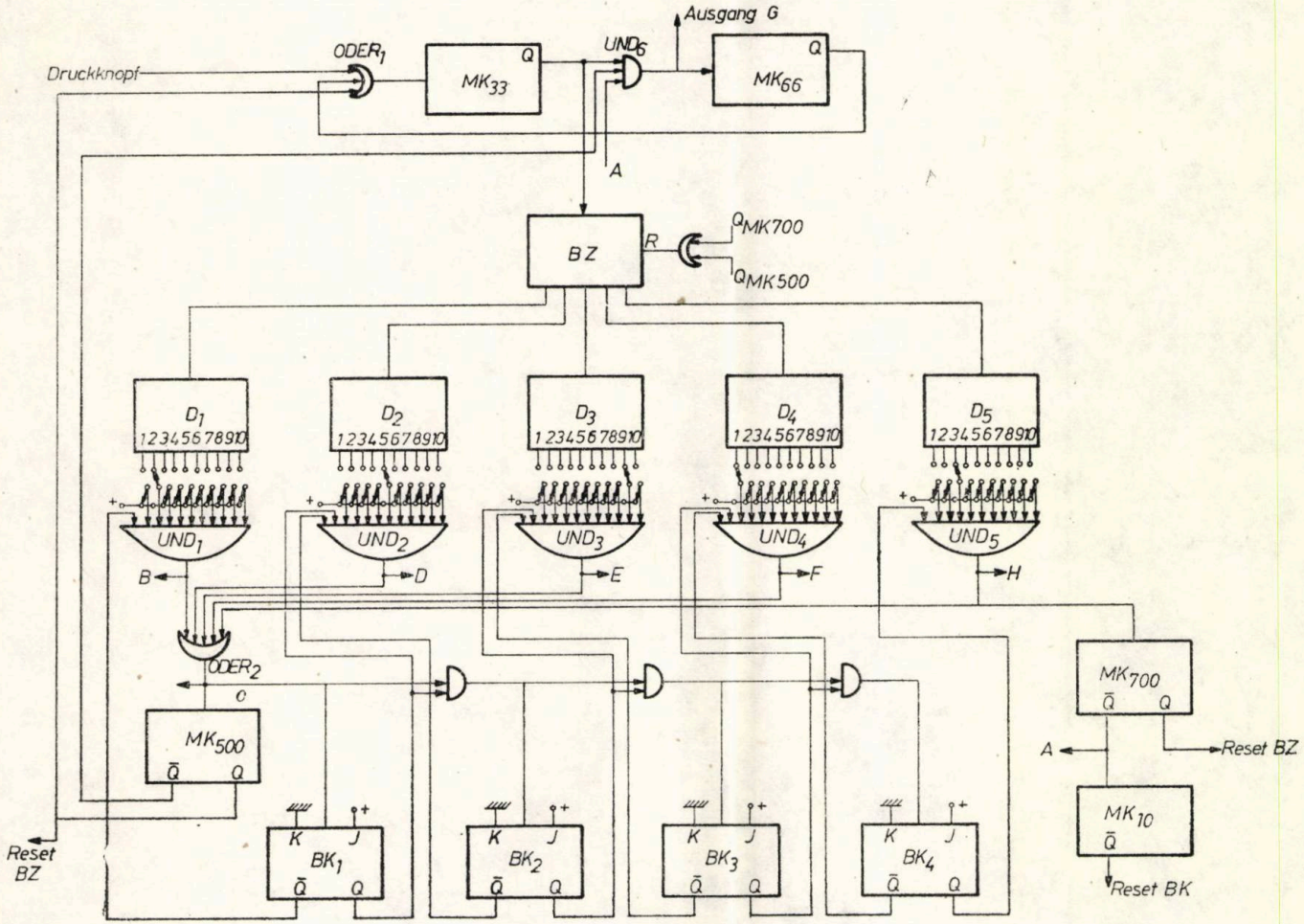
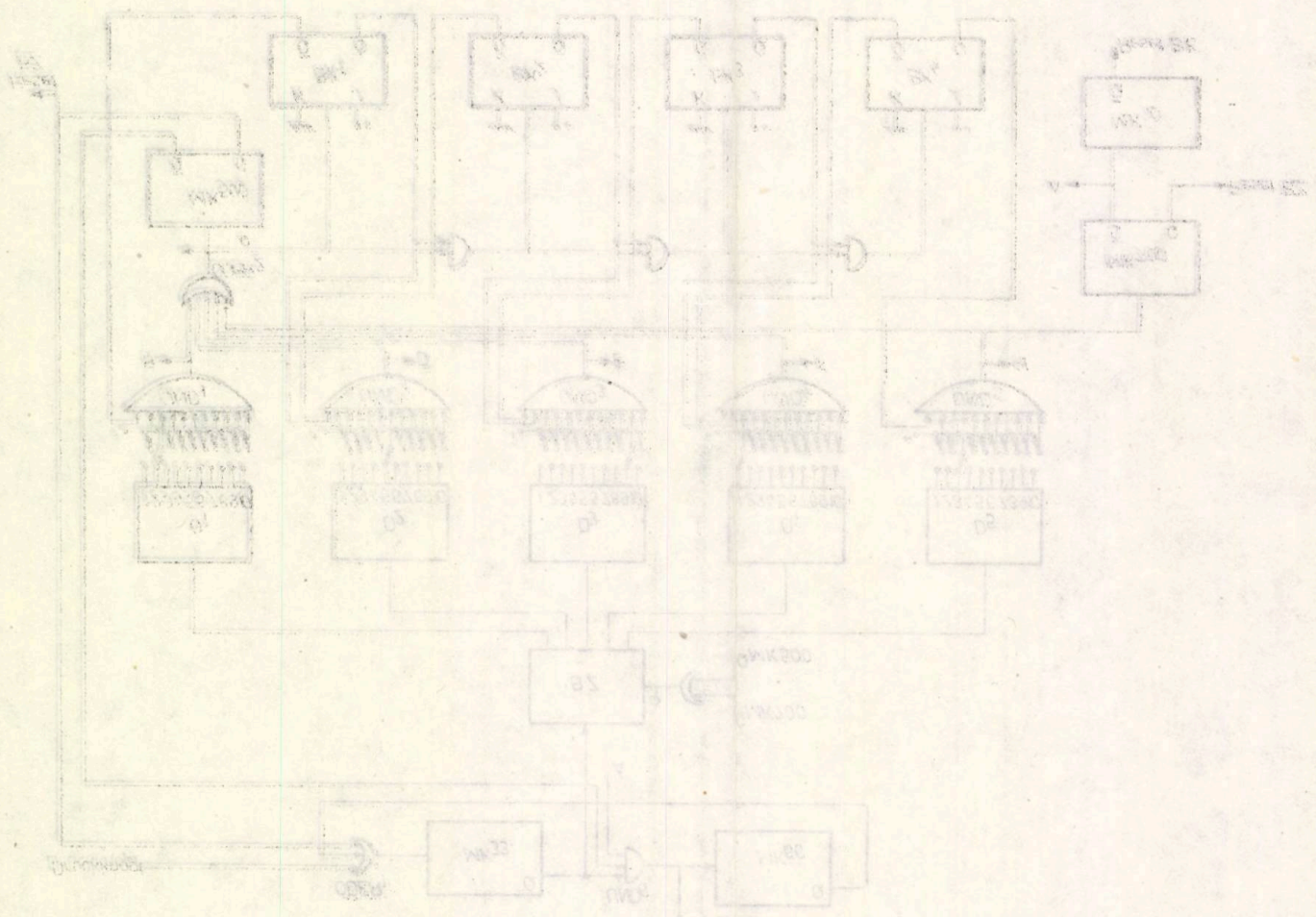

Ausgang G
ODER1
Druckknopf
MK33
Q
UND6
MK66
Q
A
BZ
R
QMK700
QMK500
D1
1234567891O
D2
1234567891O
D3
1234567891O
D4
12345678910
D5
1234567891O
UND1
UND2
UND3
UND4
UND5
B
D
E
F
H
ODER2
c
MK500
Q̄ Q
K J
BK1
BK2
BK3
BK4
Reset BZ
MK700
Q̄ Q
A
Reset BZ
MK10
Q̄
Reset BK

Abb. 1



Die Impulse die von der MK_{33} herkommen werden gezählt. Im Augenblick in dem die Zahl dieser Impulse gleich mit der ersten programmierten Ziffer ist (im genommenen Beispiel, 2) erscheint am Ausgang 2 der D_1 die 0 logik und das erzeugt im B Punkt den 0 Logikwert (Abb. 2 *d*). Am Ausgang der $ODER_2$ erscheint ebenfalls eine 0 logik (Abb. 2 *e*).

Der Hinterfront der in Z_4 in C erscheint erzeugt : die Erregung der monostabilen Kippschaltung MK_{500} für 500 Ms. ($\bar{Q}_{MK_{500}}$, (Abb. 2*f*), sperrt die UND_6 und die Generierung der Impulse versagt) ; die Kippung der BK_1 in den 1 Zustand (die bistabilen Kippschaltungen sind so geschaltet, daß sie nur ein einziges Mal kippen können; $\bar{Q}_{BK_1}$ sperrt die UND_1 und QBK_1 öffnet die UND_2 ; in B bleibt bis am Ende des Versuchsanrufes der 0 Logikwert, während in C erscheint wieder eine 1 infolge der UND_2; also, bei der zweiten Ziffer wird die $ODER_2$ von der UND_2 gesteuert, die restlicthen Eingänge, B, E, F, H seiend am 0 Logikwert).

Die Erzeugung der ersten Ziffer endet in Z_4. Nach 500 Ms. der Hinterfront der $Q_{MK_{500}}$ (Abb. 2 *g*) startet erneut den Oszillator $MK_{33}...MK_{66}$. Es beginnt die Generierung der zweiten Ziffer, genauso wie der ersten. Die Zustände in einigen Punkten des Schemas am Anfang der Erzeugung der zweiten, dritten, vierten und fünften Ziffer sind diejenige aus dem Z_6 Zeitpunkt (Abb. 2).

In der Abb. 3 kann man die Generierung der letzten Ziffer verfolgen. Auf Grund der obigen Bemerkung die die Zustände der Schemaselemente am Anfang der Ziffergenerierung betreffen, wurde der Anfangszeitpunkt, der Einfachheit halber, auch mit Z_6 aufgezeichnet.

Nach der Generierung der letzten Ziffer erregt die UND_5 (Punkt H) in Z_{11} auf dem Hinterfront (Abb. 3 *c*) die MK_{700} (Abb. 3 *g* und 3 *h*) für 700 Ms. $Q_{MK_{700}}$ sperrt die UND_6, so daß der 33 Ms. Impuls — der in Z_{14} unter Steuerung von $Q_{MK_{500}}$ erzeugt wurde — die UND_6 nicht passieren kann und die Funktionierung des Oszillators wird endgültig gestoppt.

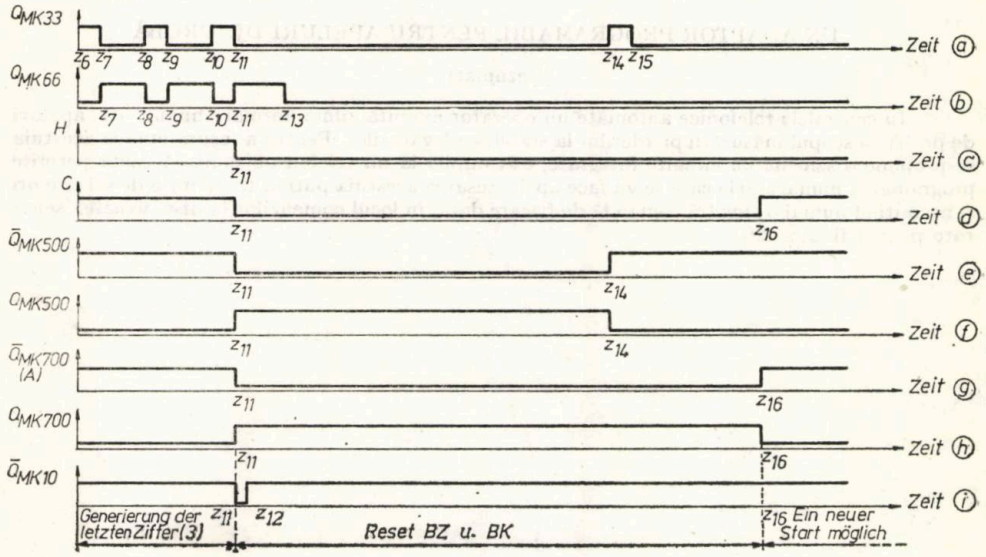


Abb. 3

Ebenfalls in Z_{11} erregt $\bar{Q}_{MK_{700}}$ für 10 Ms. die MK_{10}. $\bar{Q}_{MK_{10}}$ bringt die $BK_1 ... BK_4$, bzw. $Q_{MK_{700}}$ den Zähler in den Nullzustand ab Z_{11} (die vermittelnde Nullzustände des Zählers erreicht man über $Q_{MK_{500}}$).

Ein neuer Versuchsanruf, für dieselbe Nummer, kann jetzt, ab Z_{16}, mit dem Druckknopf gestartet werden.

3. Schlußfolgerungen

Die Realisierung des Kreises wurde mit rumänischen, gewöhnlichen integrierten logischen Schaltungen durchgeführt. Die Impulse vom G-Ausgangspunkt steuern über einen Tranzistor ein R e e d Relais.

Das vorgeschlagene Schema kann sowohl als Laborgenerator von telephonischen Impulsreihen, als auch als rechteckigen Impulsgenerator dienen.

Eingegangen am 1. April 1980

Technische Hochschule, Jassy,
Lehrstuhl für Elektronik und
Rechenanlagen

LITERATURVERZEICHNISS

1. A n d e r s o n W. D. u.a., *Proiectarea cu circuite integrate TTL* (aus Englisch übersetzt). Ed. Tehn., Buc., 1974.
2. R a d u S., F i l o t i D., *Centrale telefonice automate. Sisteme moderne de comutaţie.* Ed. Tehn., Buc., 1972.
3. R o u a u l t J. M., *Télétrafic.* Ed. Eyrolles, Paris, 1970.
4. V ă t ă ş e s c u A. u.a., *Dispozitive semiconductoare. Manual de utilizare.* Ed. Tehn., Buc., 1975.

UN ADAPTOR PROGRAMABIL PENTRU APELURI DE PROBĂ

(Rezumat)

În centralele telefonice automate un operator execută zilnic un mare număr de apeluri de probă cu scopul măsurării pierderilor la stabilirea legăturilor. Pentru a uşura munca acestuia se propune o schemă cu circuite integrate, adaptabilă la un telefon obişnuit. Aceasta permite programarea numărului la care se va face apel, lansarea acestuia putînd fi repetată de ori cîte ori şi necesitînd numai o singură comandă de fiecare dată, în locul comenzilor la disc uzuale, separate pentru fiecare cifră.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXVI (XXX), fasc. 3—4, 1980
Secția III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D. C. 621.3.016.35: 621.335.2

UPON THE STABILITY OF AN ELECTROMAGNETIC LEVITATION SYSTEM

BY

SAVEL MITREA, LORIN CANTEMIR, ILIE POPESCU and M. JUNCU

1. Introduction

This paper deals with the stability of an electromagnetic levitation system similar to that presented in [1].

The equations describing the system under investigation form a normal third order set. The behaviour of the system can be studied if three dimensional phase-space is employed, which constitutes a very difficult problem. In order to circumvent this difficulty we assume that the electromagnet is supplied from a controlled current-source. In this way the third order system is transformed into a second order one and the problem can be approached by using the phase-plane method. Although the use of a current source can be objectable the authors of the present paper consider that this approach gives a fairly good insight into the behaviour of the third order system as well.

2. Description of the System and the Study of its Stability

The schematic diagram of the levitation system under investigation is shown in Fig. 1.

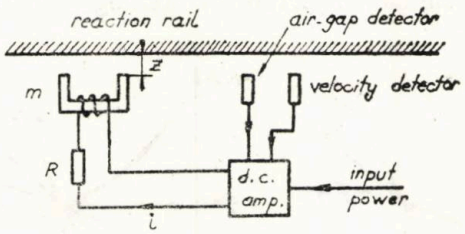


Fig. 1

The current that energises the electromagnet is drawn from a d.c. source through an amplifier whose output depends on the gap z and velocity dz/dt.

In the following we shall assume that the space between the electromagnet and reaction rail is sufficiently large so that saturation and iron reluctivity can be ignored. Also, it is assumed that eddy currents are absent.

By taking into account magnetic field dispersion, the attractive force can be written as follows:

$$F = \frac{k_f i^2}{z^n}, \tag{1}$$

where $n \in (1, 2)$ is dependent on the rail and/or magnet geometrical configuration. We may assume that $i(z)$, for the unperturbed system, have the following dependence on airgap:

$$i(z) = \begin{cases} \dfrac{V}{R} z^\gamma & \text{— for voltage source,} \\ I z^\gamma & \text{— for current source.} \end{cases} \tag{2}$$

It should be noted that relations (1) and (2) are not dependent on the system order. By taking into account relations (2), relation (1) gives the static characteristics:

$$F(z) = \begin{cases} k_f \dfrac{V^2}{R^2} z^{2\gamma - n} & \text{— for voltage source,} \\ k_f I^2 z^{2\gamma - n} & \text{— for current source.} \end{cases} \tag{3}$$

The stability is dependent on γ in the first place as it will be shown in what follows. Fig. 2 shows the function $i(z)$ for various values of the coefficient γ and Fig. 3 shows the corresponding static characteristics $F(z)$. The influence of coefficient γ on the characteristics $F(z)$ is easilly seen if magnetic field dispersion is ignored, i.e. $n=2$. One can see that for $\gamma=1$, i.e. the current depends linearly on airgap, the static characteristic $F(z)$ is a horizontal straight line. Practically the system exhibiting such a static characteristic cannot be dynamically stable irrespective of the damping applied. Yet, owing to the magnetic dispersion more or less present, in any geometrical configuration, the coefficient $n < 2$ and the static characteristic $F(z)$ becomes similar to that of a softening spring. Hence the system

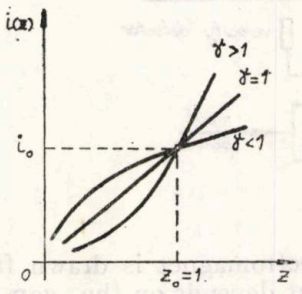


Fig. 2

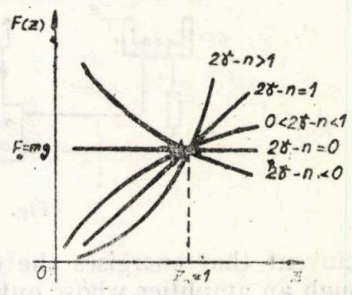


Fig. 3

can be stabilized by using an appropriate compensation but the slope dF/dz is small for large airgaps and slow time-variyng disturbances will cause large deflections from the equilibrium point. This may explain the poor system-stability reported by the authors of mentioned paper when

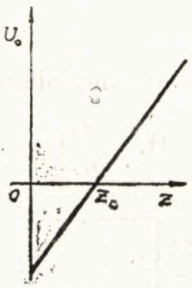


Fig. 4

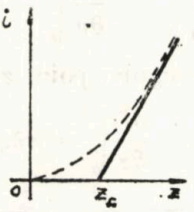


Fig. 5

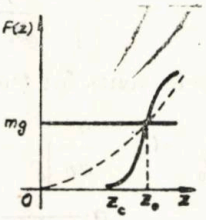


Fig. 6

using a linear characteristic $i(z)$ ([1,] Fig. 10). If the coefficient $\gamma=3/2$ the static characteristic $F(z)$ is linear and for $\gamma>3/2$ it becomes similar to that of a hardening spring. The authors of the mentioned paper reported that by using the transducer shown in Fig. 11 [1] the stability was much improved. It could not be otherwise since the output voltage of transducer is that shown in Fig. 4, which gives $i(z)$ shown in Fig. 5 and the corresponding static characteristic $F(z)$ from Fig. 6 is similar to that of a hardening spring.

Even if the static characteristic $F(z)$ is that of a hardening spring the system is dynamically unstable, especially in the case of the voltage-driven electromagnet where the current lags the position control signal. The experiment shows that if an additional velocity control signal is applied the system becomes stable. The magnitude of this signal can be determined by studying the system behaviour for small perturbations in the vicinity of the equilibrium point.

In the following we assume that the electromagnet is current-driven, i.e. the current and the position control signal are in-phase. This gives the possibility to study the system on the phase-plane. Also, for the sake of simplicity, the dispersion is neglected so that $n=2$. With the assumptions mentioned above, the equations describing the system are the following:

$$(4) \qquad i=Iz^{\gamma}+k_v\frac{dz}{dt}, \qquad m\frac{d^2z}{dt^2}=mg-k_f\left(\frac{i}{z}\right)^2.$$

Substituting (4_1) into (4_2), then putting $dz/dt=v$, we obtain the normal form

$$(5) \qquad \frac{dz}{dt}\overset{\Delta}{=}v=f_1, \qquad \frac{dv}{dt}=g-\frac{k_f}{m}\left(\frac{Iz^{\gamma}+k_v v}{z}\right)^2\overset{\Delta}{=}f_2.$$

With $I=1$, $k_f/m=g$, $dz/dt=0$, $dv/dt=0$ we get the singular points $z_1=1$, $z_2=-1$, $z^2=0$. The singular points $z_1=1$ and $z_3=0$ belong to the right half plane $v(z)$; the other two represent the mirror image of the first two.

In order to investigate the stability in the vicinity of singular points we resort to characteristic equation of the first approximation

$$\begin{vmatrix} \left.\frac{\partial f_1}{\partial z}\right|_0 - \lambda & \left.\frac{\partial f_1}{\partial v}\right|_0 \\ \left.\frac{\partial f_2}{\partial z}\right|_0 & \left.\frac{\partial f_2}{\partial v}\right|_0 - \lambda \end{vmatrix} = 0. \tag{6}$$

The coefficients for the singular point $z_1 = 1$ are the following :

$$\left.\frac{\partial f_1}{\partial z}\right|_0 = 0, \quad \left.\frac{\partial f_1}{\partial v}\right|_0 = 1, \quad \left.\frac{\partial f_2}{\partial z}\right|_0 = -2g(\gamma - 1), \quad \left.\frac{\partial f_2}{\partial v}\right|_0 = -2gk_v. \tag{7}$$

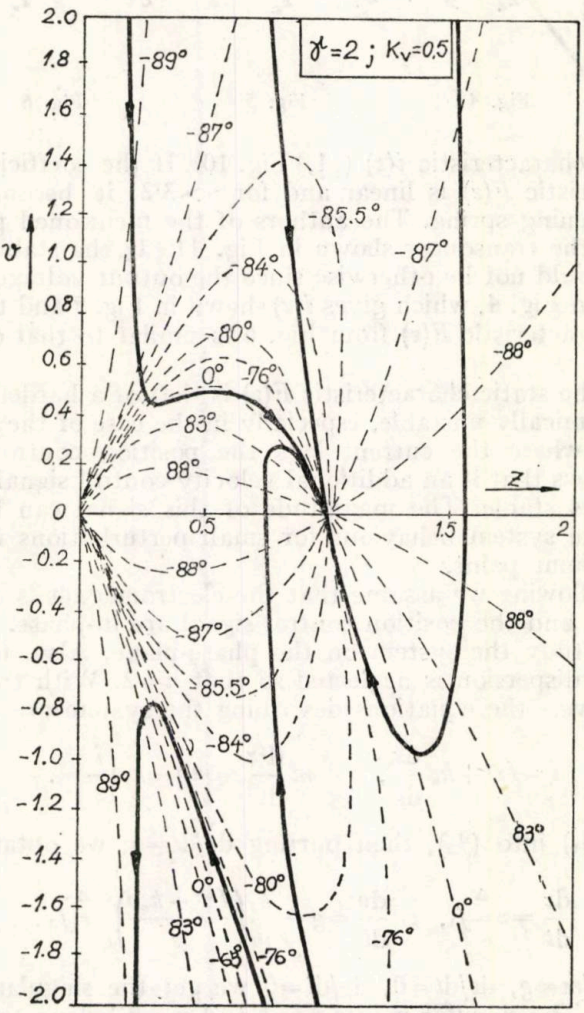


Fig. 7

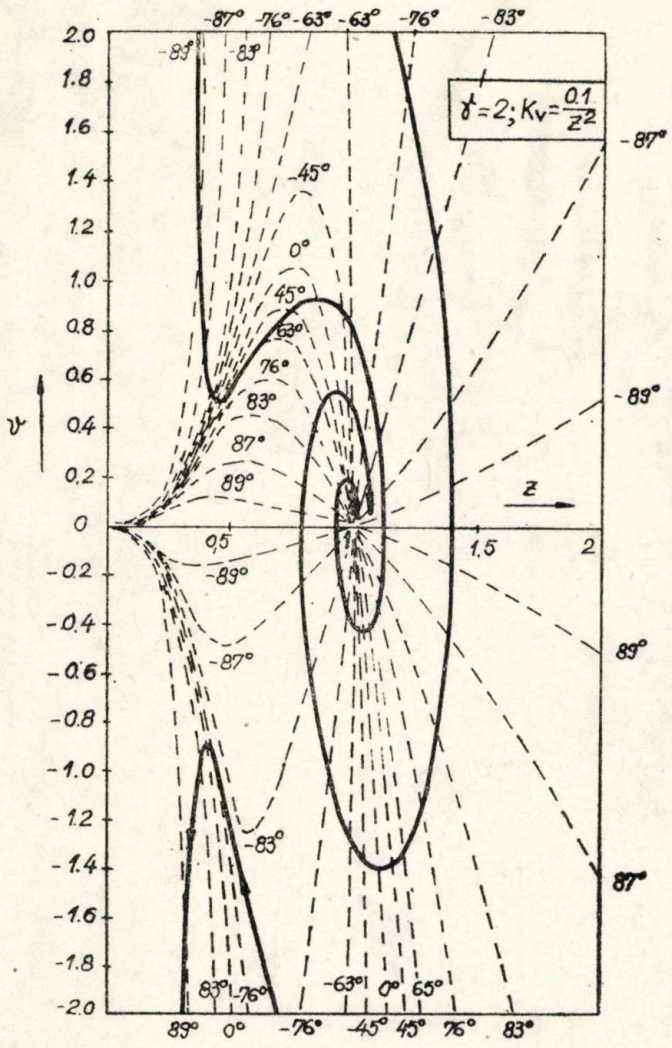


Fig. 9

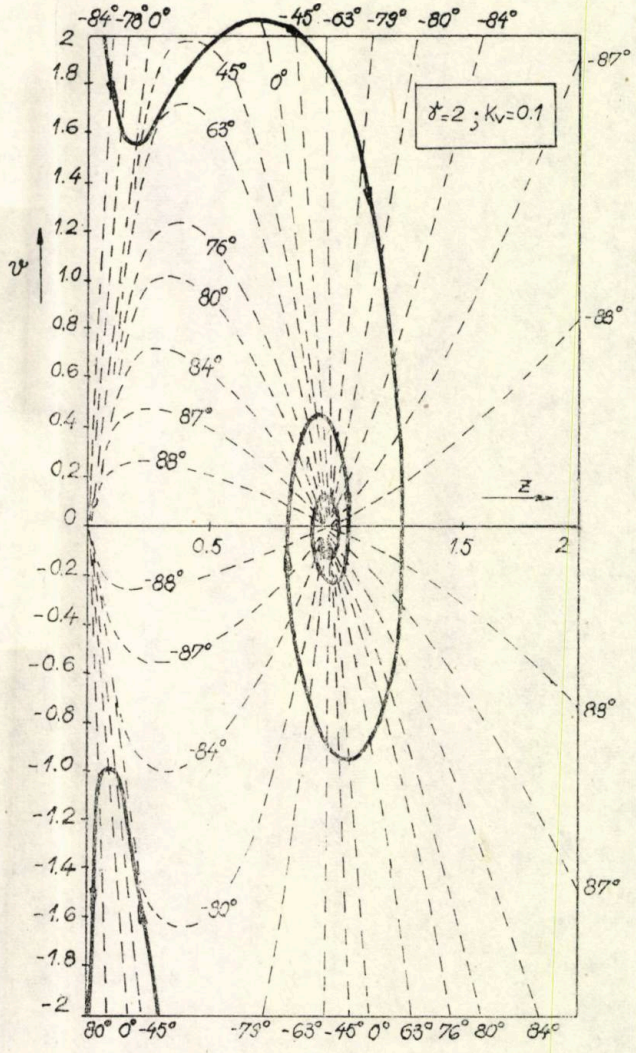
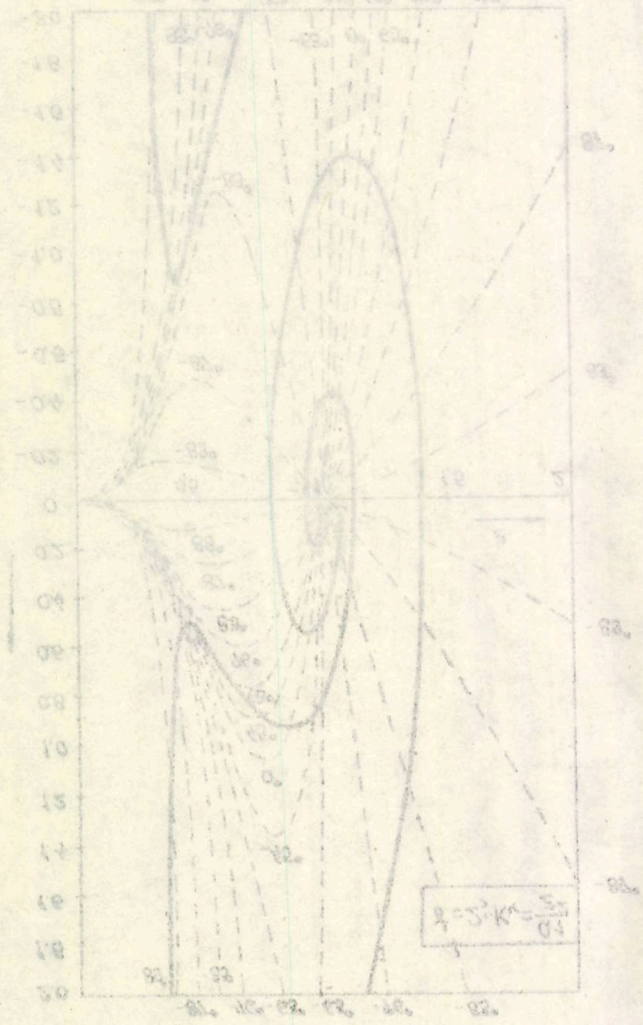
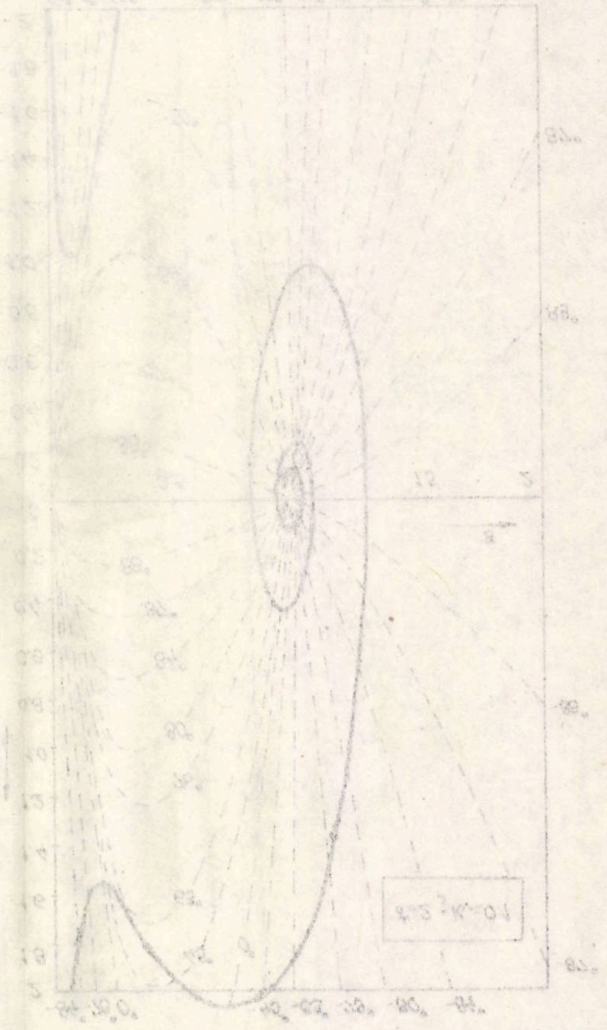


Fig. 8





The roots of characteristic equation are

$$\lambda_{1,2}=-gk_v \pm\sqrt{g^2k_v^2-2g(\gamma-1)}. \tag{8}$$

Since the current and position signal are in-phase, stability is obtained for any $k_v>0$, provided that the static characteristic $F(z)$ has a positive slope, i.e. $\gamma>1$. The singular point in the origin is not simple therefore one should resort to a second order approximation to see whether it is stable or not. Nevertheless the system behaviour around this point will be given by the phase-plane portrait.

Fig. 7 shows the phase-plane portrait of the second order system for $\gamma=2$ and $k_v=0.5$. The coefficient k_v was chosen such that the motion be overdamped in the vicinity of singular point $z=1$. One may see, at the first glance, that the dynamic behaviour is governed by the two singular points. The phase portrait shows that the origin behaves like a saddle point. The equilibrium point is a stable node. Any phase trajectory starting in the first quadrant is directed to the equilibrium point. The behaviour in the fourth quadrant is different. The region from the left side is unstable. If the initial velocity is negative and great enough the second term in the left side of relation (4_1) takes the lead and produces a positive feedback which will cause the electromagnet hit the rail, provided that the current is allowed to reverse its sign. In the real system the current will be cutt-off and the electromagnet will move inertially to the rail and may hit it if the initial airgap and velocity are within certain limits.

Fig. 8 shows the phase portrait of the same system but $k_v=0.1$ was chosen such that the motion be underdamped around the equilibrium point. One can see that the region governed by the singular point in the origin is more restricted than in the previous case.

The phase portrait shown in Fig. 9 was drawn in order to show the effect of the inductive velocity transducer used in [1]. In the first two cases it was assumed that the output of velocity transducer is not airgap dependent. The output of inductive velocity transducer is in invers proportion to z^2. One can see that in this case the region governed by the singular point in the origin increases although the motion around the equilibrium point $z=1$ is underdamped.

3. Conclusions

The static characteristic of the electromagnetic levitation system is of paramount importance. It decides whether the system, irrespective of its order, can be stabilised or not with the aid of velocity control signal. The phase-plane representation shows that the system behaviour is governed by two singular points. Their areas of influence are dependent on the damping factor k_v and the type of velocity transducer employed.

Received, June 12, 1980

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electrotechnics, Electrical Measurements and Machines
and
CCSIT, Craiova

REFERENCES

1. Jayawant B. V., Sinha P. K., Wheeler A. R., Worlow R. J., Willsheer J., *Development of 1-ton Magnetically Suspended Vehicle using Controlled d.c. Electromagnets*. Proc. of IEEE, **123**, 9, 941—948 (1976).

ASUPRA STABILITĂŢII UNUI SISTEM DE LEVITAŢIE ELECTROMAGNETICĂ

(Rezumat)

Se aprofundează analiza unui sistem de levitaţie electromagnetică conceput şi experimentat de autorii lucrării [1]. Se arată că stabilizarea unui astfel de sistem este posibilă numai atunci cînd caracteristica statică $F(z)$ este similară cu aceea a unui resort. Se efectuează studiul stabilităţii la perturbaţii mici şi în planul fazelor.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXVI (XXX), fasc. 3—4, 1980
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D. K. 621.313.333.921.3

DER EINFLUSS DES LÄUFERWIDERSTANDS AUF DAS VERHALTEN DER DREIPHASEN-ASYNCHRONMASCHINE MIT EINPHASIGER SPEISUNG

VON

AL. SIMION

1. Vorwort

Die Betriebsweise der Dreiphasen-Asynchronmaschine mit einphasiger Speisung gehört zu den anormalen und wird in der Praxis dann angetroffen, wenn einer der Speisungsleiter vom dreiphasigen Netz unterbrochen wird. Eine solche anormale Betriebsweise wird durch ein übertriebenes Anwachsen der Ströme in den beiden nicht unterbrochenen Speisungsleitern und durch eine Verringerung des elektromagnetischen Drehmoments der Maschine gekennzeichnet, was eine Vergrößerung des Schlupfes zur Folge hat, d.h. eine Verringerung der Geschwindigkeit.

Vorliegende Arbeit nimmt sich vor, das Verhalten der Dreiphasen-Asynchronmaschine mit einphasiger Speisung zu analysieren, in der Absicht, gewisse, für das Studium der Dreiphasen-Asynchronmaschine mit bewickeltem Läufer in normaler Betriebsweise nützliche Parameter zu erzielen.

In [4] wurde gezeigt, wie man den Leerlaufversuch der Dreiphasen-Asynchronmaschine mit einphasiger Speisung zwecks Bestimmung des Primärstromdiagramms anwendet; in der vorliegenden Arbeit soll gezeigt werden, wie derselbe Versuch zur Bestimmung des kritischen Widerstands der Dreiphasen-Asynchronmaschine gebraucht wird.

2. Der Einfluß des Läuferwiderstands auf das Drehmoment der Dreiphasen-Asynchronmaschine mit einphasiger Speisung

Abb. 1 stellt das Ersatzschema einer Einphasen-Asynchronmaschine [1], [4] dar, welches aus einer an ein Netz mit einem unterbrochenen Speisungsleiter angeschlossenen Dreiphasen-Maschine erzielt wird. Dieses Ersatzschema erhält man durch Anwendung der Rechnung mit symmetrischen Komponenten, wobei die Einphasen-Maschine als eine symmetrische, in einem unsymmetrischen Betrieb arbeitenden Dreiphasen-Maschine angesehen wird.

Der mit Hilfe des obigen Ersatzschemas abgeleitete Ausdruck des elektromagnetischen Drehmoments der Asynchronmaschine mit einphasiger Speisung ist [1]:

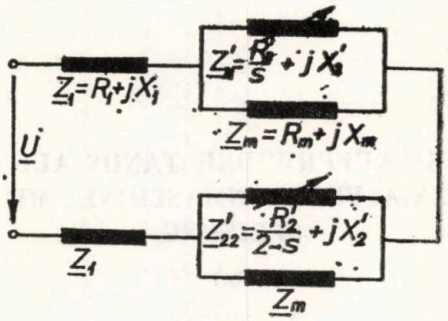


Abb. 1. — Das Ersatzschema einer Einphasen-Asynchronmaschine.

$$M_1=\frac{m_1 p}{\omega_1}\cdot\frac{U^2R'_2}{3|\underline{Z}_{e1}+\underline{Z}_{e2}|^2}\left[\frac{\frac{1}{s}Z_{e1}^2}{\left(R_1+c_1\frac{R'_2}{s}\right)^2+(X_1+c_1X'_2)^2}-\right. \tag{1}$$

$$\left.-\frac{\frac{1}{2-s}Z_{e2}^2}{\left(R_1+c_1\frac{R'_2}{2-s}\right)^2+(X_1+c_1X'_2)^2}\right],$$

wo: m_1 — die Phasenanzahl, p — die Zahl der Polpaare, U — die angewandte Spannung, ω_1 — die Pulsation der Speisespannung, R_1, X_1, R'_2, X'_2 —die Parameter der Primärwicklung, bzw. der auf die Primärwicklung bezogenen Sekundärwicklung, während

$$\underline{Z}_{e1}=\underline{Z}_1+\frac{\underline{Z}_m\underline{Z}'_{21}}{\underline{Z}_m+\underline{Z}'_{21}}, \qquad \underline{Z}_{e2}=\underline{Z}_1+\frac{\underline{Z}_m\underline{Z}'_{22}}{\underline{Z}_m+\underline{Z}'_{22}} \tag{2}$$

$$\underline{Z}'_{21}=\frac{R'_2}{s}+jX'_2 \quad , \qquad \underline{Z}'_{22}=\frac{R'_2}{2-s}+jX'_2 \tag{3}$$

die komplexen Äquivalent-Impedanzen für die beiden Folgen, die direkte und die inverse, sind, s ist der Schlupf, $c_1\approx 1+X_1/X_m$.

Es interessiert die Abhängigkeit des Drehmoments M_1 vom Schlupf s im Bereiche $s\approx 1$ (beim Antrieb). Zu diesem Zweck schreibt man $s=1+\varepsilon$, wo ε einen der Null nahen Wert hat. Zieht man die approximativen Egalitäten

$$\frac{1}{s}=\frac{1}{1+\varepsilon}\approx 1-\varepsilon, \qquad \frac{1}{2-s}=\frac{1}{1-\varepsilon}\approx 1+\varepsilon \tag{4}$$

in Betracht, schreibt man den Ausdruck (1) des Drehmoments der Einphasen-Maschine für Schlüpfe, die nahe an 1 kommen (mit der Approximation $\varepsilon^2 \approx 0$), wie folgt:

$$M_1 = k_{M_1}\left[\frac{(1-\varepsilon)\,Z_{e1}^2}{Z^2-2\varepsilon R R_2'} - \frac{(1+\varepsilon)\,Z_{e2}^2}{Z^2-2\varepsilon R R_2'}\right], \tag{5}$$

wo:

$$\begin{cases} k_{M1} = \dfrac{m_1 p}{\omega_1}\cdot\dfrac{U^2 R_2'}{3|\underline{Z}_{e1}+\underline{Z}_{e2}|^2} > 0, \\ Z^2 = R^2+X^2, \quad R = R_1+c_1R_2', \quad X = X_1+c_1X_2'. \end{cases} \tag{6}$$

Führt man weiterhin die Rechnungen durch, erhält man den Ausdruck des Drehmoments:

$$M_1 = k_{M_1}\frac{Z^2(Z_{e1}^2-Z_{e2}^2) - \varepsilon(Z_{e1}^2+Z_{e2}^2)\,[Z^2-2c_1R_2'\,(R_1+c_1R_2')]}{Z^4}, \tag{7}$$

wo, wie auch oben, die Approximation $\varepsilon^2 \approx 0$ gebraucht wurde.

Da der Wert, eigentlich das Zeichen des Drehmoments, in unmittelbarer Nähe des Wertes $s=1$ von Interesse ist, folgert man aus (2) und (3), daß die Differenz zwischen Z_{e1} und Z_{e2} vernachlässigbar ist, der Ausdruck des Drehmoments kann also in vereinfachter Form geschrieben werden:

$$M_1 \approx -\frac{k_{M_1}}{Z^4}\,\varepsilon\,(Z_{e1}^2+Z_{e2}^2)\,[Z^2-2c_1R_2'(R_1+c_1R_2')]\,. \tag{8}$$

Das Zeichen des von der Beziehung (8) gegebenen Drehmoments hängt vom Zeichen des ε und vom Zeichen des zwischen den eckigen Klammern befindlichen Ausdrucks ab. Durch Anwendung der Beziehungen (6) kann der Ausdruck aus den eckigen Klammern der Beziehung (8) in der Form:

$$E(R_2') = (X_1+c_1X_2')^2 + R_1^2 - c_1R_2'^2 \tag{9}$$

geschrieben werden. Dieser Ausdruck hebt sich auf für:

$$R_2' = \frac{1}{c_1}\sqrt{R_1^2+(X_1+c_1X_2')^2} = R_{2cr}'\,. \tag{10}$$

Ebenfalls:

(11) $E(R_2')>0$ für $R_2'<R_{2cr}'$, (12) $E(R_2')<0$ für $R_2'>R_{2cr}'$.

Der Ausdruck des Drehmoments der Asynchronmaschine bei einem dreiphasigen Spannungssystem hat die bekannte Form [1]:

$$M_3 = \frac{m_1 p}{\omega_1}\,U_1^2 R_2'\,\frac{1/s}{(R_1+c_1R_2'/s)^2+(X_1+c_1X_2')^2}\,. \tag{13}$$

Der Wert des Drehmoments geht bei Motorbetriebsweise durch das Maximum, wenn:

$$s_k = \frac{c_1R_2'}{\sqrt{R_1^2+(X_1+cX_2')}^2}\,. \tag{14}$$

Damit dieser Höchstwert dem Antriebszustand entspreche, ist es notwendig, daß $s_k=1$, woraus für R'_2 der von (10) gegebene Wert hervorgeht. Demnach ist der Wert (10) des Läuferwiderstands, bei welchem sich das Zeichen des elektromagnetischen Drehmoments der Dreiphasen-Asynchronmaschine mit einphasiger Speisung beim Durchgang des Schlupfwertes 1 (Antriebszustand) ändert, gerade der Wert des Widerstands, für welchen, im Falle der dreiphasigen Speisung des Motors, das elektromagnetische Drehmoment den Höchstwert beim Antrieb aufweist, oder der Motor den kritischen Schlupf $s_k=1$ hat.

Obige Behauptung kann mittels der in den Abb. 2 und 3 dargestellten Kennlinien qualitativ gerechtfertigt werden.

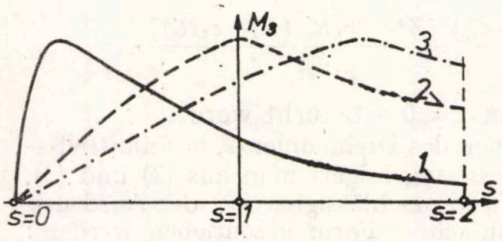


Abb. 2. — Die Kennlinien $M_3=f(s)$ bei dreiphasiger Speisung für verschiedene Läuferwiderstände. Die Kurve *1* — für $R'_2<R'_{2cr}$, die Kurve *2* — für $R'_2=R'_{2cr}$, die Kurve *3* — für $R'_2>R'_{2cr}$.

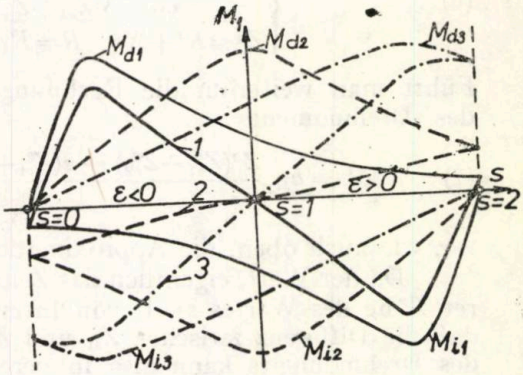


Abb. 3. — Die Kennlinien $M_1=f(s)$ bei einphasiger Speisung der Maschine. Die Kurve *1* — für $R'_2<R'_{2cr}$, die Kurve *2* — für $R'_2=R'_{2cr}$ und die Kurve *3* — für $R'_2>R'_{2cr}$.

Die Kurven *1*, *2* und *3* der Abhängigkeit $M_1=f(s)$ für die Dreiphasen-Maschine mit einphasiger Speisung wurden aufgezeichnet durch graphische Summation der Kennlinien der direkten Drehmomente M_d und der inversen M_i, die von den beiden, durch Zerlegung des (einphasigen) alternativen magnetischen Feldes erzielten Folgen, der direkten und der inversen, erzeugt wurden. Man stellt fest, daß für die Läuferwiderstände $R'_2<R'_{2cr}$ die Kennlinie $M_1=f(s)$ in die Viertelkreise 2 und 4 der Ebene fällt, während für $R'_2>R'_{2cr}$ dieselbe Kennlinie in die Viertelkreise 1 und 3 fällt. Für $R'_2=R'_{2cr}$, in der Nähe des Schlupfes $s=1$, hat das Drehmoment M_1 geringe Werte, es befindet sich jedoch trotzdem in den Viertelkreisen 1 und 3 der Ebene.

3. Die Bestimmung des kritischen Widerstands der Dreiphasen Asynchronmaschine

Diese Betrachtungen finden Anwendung bei der Analyse des Verhaltens der Dreiphasen-Asynchronmaschine mit einphasiger Speisung in der Nähe des Schlupfes $s=1$. Zu diesem Zweck werden in Abb. 4 nur die Kennlinien des elektromagnetischen Drehmoments der Maschine mit einphasiger Speisung in Abhängigkeit vom Schlupf $s=1+\varepsilon$ (bei Rotationsgeschwindigkeiten, die sich viel unter dem Wert der Synchronismusgeschwindigkeit befinden) für verschiedene Läuferwiderstände $R'_2 \gtrless R'_{2cr}$ dargestellt.

Wird der Maschinenläufer von außen mit der Geschwindigkeit $n \ll n_1$ angetrieben, also bei einem Schlupf $s<1$, $(\varepsilon<0)$, muß das Drehmoment, das diese Rotation erzeugen soll, positiv sein, der Arbeitspunkt des Antriebmotors wird in $A(1+\varepsilon, M_A)$ festgelegt. Nehmen wir in diesem Falle an, daß die Maschine an das einphasige Netz angeschlossen ist. Es treten folgende Fälle auf:

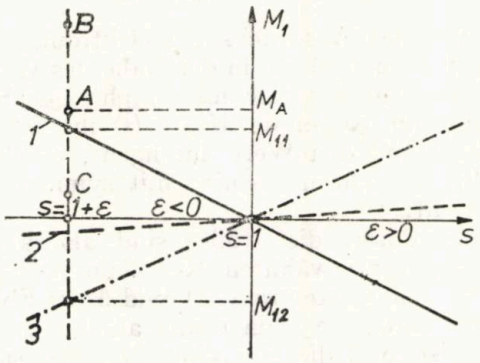


Abb. 4. — Die Kennlinien $M_1=f(s)$ in der Nähe des Schlupfes $s=1$ für verschiedene Läuferwiderstände.

a) wenn der Läuferwiderstand $R_2'<R_{2cr}'$ ist, dann fügt sich zum äußeren Drehmoment M_A in dieselbe Richtung das elektromagnetische Drehmoment M_{11} entsprechend dem Schlupf $s=1-\varepsilon$ hinzu, wobei sich der Arbeitspunkt im ersten Augenblick, bei Drehmomenten $M>M_A$, nach B verlegt, was eine Vergrößerung der Rotationsgeschwindigkeit bewirkt;

b) wenn $R_2' > R_{2cr}'$, dann kommt zum Drehmoment M_A das elektromagnetische Drehmoment M_{12} der Maschine, aber mit entgegengesetztem Zeichen, hinzu, wobei sich der Arbeitspunkt im ersten Augenblick nach C verlegt, also bei Drehmomenten $M<M_A$, was eine Verringerung der Rotationsgeschwindigkeit der Maschine zur Folge hat;

c) wenn $R_2'\approx R_{2cr}'$, dann bleibt der Arbeitspunkt bei A, und die Rotationsgeschwindigkeit bleibt konstant.

Obige Darlegungen führen zu einer praktischen Methode der Bestimmung des kritischen Widerstands der Dreiphasen-Asynchronmaschine: der Maschinenläufer wird mit Hilfe eines äußeren Motors gedreht, dessen Leistung einige Prozent der Leistung der Asynchronmaschine beträgt und der eine „weiche" mechanische Charakteristik besitzt, wobei für verschiedene, in den Läuferkreis eingeführte Widerstände, die Rotationsgeschwindigkeit 8...10% der Synchronismusgeschwindigkeit nicht überschreitet, dann wird die Ständerwicklung an eine einphasige Spannung angeschlossen (man speist eine einzige Phase oder zwei in Reihe geschlossene Phasen) und der Wert des Läuferwiderstands bestimmt, entsprechend des oben dargelegten Falles b), d.h. die Rotationsgeschwindigkeit soll den Wert bewahren, den sie vor dem Netzanschluß der Ständerwicklung hatte.

Diese Methode wurde bei der Bestimmung des kritischen Widerstands einiger von I.M.E. Bucureşti (Betrieb für elektrische Maschinen, Bukarest) erzeugten Motoren der Serie M-2 angewendet. Es wurde hierbei der Mittelwert $R_{2cr}=5{,}5\ \Omega$ erzielt.

4. Schlußfolgerungen

Aus der Analyse des Ausdrucks des elektromagnetischen Drehmoments in Abhängigkeit vom Schlupf, in der Nähe des Wertes $s=1$, im Falle einer Dreiphasen-Asynchronmaschine mit einphasiger Speisung geht hervor, daß die Neigung der Kennlinie $M_1 = f(s)$ ihr Zeichen dann ändert, wenn der Läuferwiderstand den Wert durchgeht, welcher dem kritischen Läuferwiderstand der Asynchronmaschine mit symmetrischer Dreiphasen-Betriebsweise entspricht.

Für Läuferwiderstände, die größer sind als der kritische Widerstand, ist die Neigung der erwähnten Kennlinie positiv, wobei sich die Kennlinie $M_1=f(s)$ in den Viertelkreisen 1 und 3 der Ebene befindet, während für Läuferwiderstände, die kleiner sind als der kritische Widerstand, die Neigung negativ ist, und die Kennlinie $M_1=f(s)$ sich in den Viertelkreisen 2 und 4 der Darstellungsebene befindet.

Auf diese Betrachtungen stützt sich eine praktische Methode zur Bestimmung des kritischen Widerstands der Dreiphasen-Asynchronmaschine mit bewickeltem Läufer.

Eingegangen am 9. Mai 1980

Technische Hochschule, Jassy,
Lehrstuhl für Elektrotechnik, elektrische Messungen und Maschinen

LITERATURVERZEICHNIS

1. Dordea T., *Maşini electrice*. Ed. Tehn., Buc., 1970.
2. Sand M., *Masini electrice speciale*. EDP, Buc., 1963.
3. Simion Al., *Über eine Konstruktionsmethode des Stromdiagramms der Einphasen-Asynchronmaschine*. Bul. Inst. polit., Iaşi, **XIX (XXIII)**, *3—4*, s. III, 105—115 (1973).
4. Simion Al., *Eine praktische Methode zur Bestimmung des Stromdiagramms der Dreiphasen-Asynchronmaschine*. Bul. Inst. polit., Iaşi, **XXV (XXIX)**, *1—2*, s. III, 71—76 (1979).

INFLUENŢA REZISTENŢEI ROTORICE ASUPRA COMPORTĂRII MOTORULUI ASINCRON TRIFAZAT ALIMENTAT DE LA O REŢEA MONOFAZATĂ

(Rezumat)

Se analizează dependenţa cuplului electromagnetic în funcţie de alunecare pentru o maşină asincronă trifazată alimentată de la o reţea monofazată, în vecinătatea valorii $s=1$ şi se arată că panta caracteristicii $M_1=f(s)$ îşi schimbă semnul atunci cînd rezistenţa rotorică trece prin valoarea corespunzătoare rezistenţei critice a maşinii asincrone, funcţionînd în regim trifazat simetric.

Această proprietate stă la baza unei metode practice de determinare a rezistenţei critice a motoarelor asincrone trifazate cu rotor bobinat.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXVI (XXX), fasc. 3—4, 1980
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. D. 621.313.333 4

L'INFLUENCE DU ROTOR INTERMÉDIAIRE SUR LA DYNAMIQUE DES SYSTÈMES ENTRAINÉS PAR DES MOTEURS À ROTORS DOUBLES

PAR

EMIL TEODORU

1. Introduction

Pour obtenir des démarrages doux sans utiliser des installations auxiliaires compliquées on a réalisé le moteur à rotor double [4], [5]. Le rotor intermédiaire modifie le comportement du moteur asynchrone normal dans le moment du démarrage et dans son fonctionnement charges variables dans le temps.

La présence du rotor intermédiaire complique l'étude théorique du moteur asynchrone. Les glissements des deux rotors ne se modifient pas indépendemment.

Dans cette Note on établit la relation d'interdépendance entre les deux glissements en mettant aussi en évidence l'influence du moment d'inertie du rotor intermédiaire sur le démarrage du rotor intérieur.

2. Les équations de fonctionnement

On établit les équations de la théorie physique pour le moteur asynchrone à double rotor puisqu'on peut considérer le circuit magnétique comme étant non-saturé, car la machine présente deux entrefers.

Pour écrire les équations on notera les grandeurs avec l'indice 1 pour le stator, avec l'indice 2 pour le rotor intermédiaire et avec l'indice 3 pour le rotor intérieur.

On définit le glissement du rotor intermédiaire :

$$s_I = \frac{\Omega_1 - \Omega_I}{\Omega_1} = \frac{n_1 - n_I}{n_1} = \frac{\omega_2}{\omega_1} \tag{1}$$

et du rotor intérieur :

$$s_{II} = \frac{\Omega_1 - \Omega_{II}}{\Omega_1} = \frac{n_1 - n_{II}}{n_1} = \frac{\omega_3}{\omega_1}. \tag{2}$$

Les équations sont écrites en grandeurs rapportées au stator en utilisant les rapports de transformation :

(3) $$K_{12}=\frac{m_1 k_{b1} N_1}{m_2 k_{b2} N_2} \quad \text{et} \quad K_{13}=\frac{m_1 k_{b1} N_1}{m_3 k_{b3} N_3}.$$

Si l'on tient compte du fait que les pulsations des courants dans les deux rotors sont égales avec la pulsation du courant du stator ω_1, seulement au démarrage tandis que pendant le fonctionnement $\omega_2=s_I\omega_1$ et $\omega_3=s_{II}\omega_1$, conformément aux relations (1), (2), alors les équations de fonctionnement, en régime stationnaire, en grandeurs rapportées au stator, ont la forme (fig. 1) :

(4) $$\begin{cases} \underline{U}_1 = R_1\underline{I}_1 + j\omega_1 L_{11}\underline{I}_1 + j\omega_1 L'_{21}\underline{I}'_2 + j\omega_1 L'_{31}\underline{I}'_3, \\ 0 = R'_2\underline{I}'_2 + j\omega_2 L'_{22}\underline{I}'_2 + j\omega_2 L'_{12}\underline{I}_1 + j\omega_2 L'_{32}\underline{I}'_3, \\ 0 = R'_3\underline{I}'_3 + j\omega_3 L'_{33}\underline{I}'_3 + j\omega_3 L'_{13}\underline{I}_1 + j\omega_3 L'_{23}\underline{I}'_2. \end{cases}$$

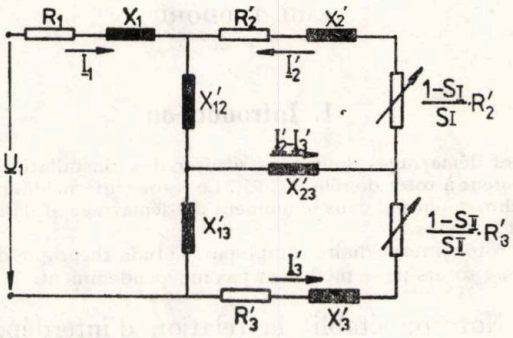


Fig. 1

Pour l'établissement du schéma équivalent (fig. 1) on note avec

(5) $$L_{\sigma 1}=L_{11}-L'_{21}-L'_{31}, \quad L_{\sigma 2}=L_{22}-L'_{12}+L'_{32}, \quad L_{\sigma 3}=L_{33}-L'_{13}+L'_{32},$$

les inductances de dispersion partielles des enroulements du moteur avec rotor double.

Les équations qui définissent le fonctionnement dans ce cas sont de la forme :

(6) $$\begin{cases} \underline{U}_1 = R_1\underline{I}_1 + jX_1\underline{I}_1 + jX'_{12}\underline{I}'_2 + jX'_{13}\underline{I}'_3, \\ 0 = R'_2\underline{I}'_2 + s_I(jX'_2\underline{I}'_2 + jX'_{12}\underline{I}_1 + jX'_{23}\underline{I}'_3), \\ 0 = R'_3\underline{I}'_3 + s_{II}(jX'_3\underline{I}'_3 + jX'_{13}\underline{I}_1 + jX_{23}\underline{I}'_3). \end{cases}$$

Dans le moment du démarrage la réactance mutuelle entre les deux rotors est petite et $\underline{I}'_2 \neq \underline{I}'_3$.

Le couple électromagnétique développé par le rotor intérieur est défini par :

(7) $$M_{II}=\frac{P_{CuII}}{s_{II}\Omega_1}=\frac{m_1 R'_3 I'^2_3}{s_{II}\Omega_1}.$$

On constate que :

$$M_{II}=f(s_I, s_{II}).$$

Du moment que les glissements s_I et s_{II} sont dépendants il s'avère nécessaire à trouver l'expression d'interdépendance. Dans ce but on se propose à intégrer l'équation fondamentale de la dynamique :

$$M - M_r = -J\Omega_1 \frac{ds}{dt}, \tag{8}$$

dans laquelle M représente le couple actif dans le système de commande, M_r — le couple total résistant, J—le moment résultant d'inertie des masses en mouvement rapporté à l'arbre de la machine et Ω_1 — la vitesse angulaire.

Pour simplifier on considère le régime transitoire électromécanique au démarrage à vide.

Dans ce cas ($M_r=0$) l'équation (8) devient :

$$\frac{2M_m(1+\lambda s_m)}{s/s_m+s_m/s+2\lambda s_m} = -J\Omega_1 \frac{ds}{dt}. \tag{9}$$

On détermine la constante d'intégration compte tenu des conditions initiales (pour $t=0$, $s=1$) ; on obtient :

$$t = \frac{k}{s_m}(1-s^2)+2\lambda k s_m(1-s) - k s_m \ln s \tag{10}$$

où l'on a noté avec :

$$k = \frac{J\Omega_1}{2M_m(1+\lambda s_m)}.$$

On développe ln s en série de puissances autour du point $s=1$:

$$\ln s = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n-1}(n-1)!}{n!}(s-1)^n \tag{11}$$

en retenant les deux premiers termes. La série est convergente (le rayon de convergence $\rho=1$) pour $0<s\leqslant 2$. Les valeurs des glissements qui varient entre ces limites couvrent les régimes usuels de la machine fonctionnant en tant que moteur et en tant que freine par contre-courant. Dans ces conditions :

$$t = \frac{k(2-s_m^2)}{2s_m}(1-s^2)+(1-s)(\lambda+1)\,.\,2ks_m. \tag{12}$$

Selon les essais expérimentaux la vitesse du rotor intermédiaire varie par rapport au temps, $n_I=f(t)$, suivant une parabole, tandis que la vitesse du rotor intérieur, $n_{II}=f(t)$, a une variation linéaire par rapport au temps. Par l'élimination du temps, des expressions des deux glissements on obtient une relation de la forme :

$$1-s_{II} = \frac{k_I(2-s_{mI}^2)}{4k_{II}\,s_{mI}\,s_{mII}}(1-s_I^2)+(1-s_I)\frac{k_I s_{mI}}{k_{II}\,s_{mII}}. \tag{13}$$

On observe que par l'augmentation du moment d'inertie du rotor intermédiaire s'accroît le glissement du rotor intérieur.

3. Essais expérimentaux

On a enregistré à l'aide d'un oscillographe le couple dynamique, la vitesse et le courant d'un moteur à encoches profondes en régime transitoire électromécanique (fig. 2 *a*). Chez le même moteur on a remplacé le rotor original avec deux rotors concentriques. Les deux rotors, avec des axes accessibles vers l'extérieur, offrent la possibilité de modifier les moments d'inertie en ajoutant des masses supplémentaires. On a enregistré les couples et les vitesses des deux rotors de même que le courant de démarrage (fig. 2 *b, c, d*).

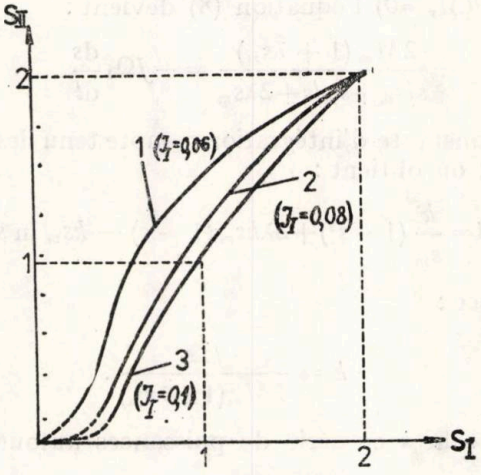


Fig. 3

Sur la base des oscillogrammes obtenues on a tracé la dépendance $s_{II}=f(s_I)$ pour le freinage à contre-courant et pour le démarrage du moteur à différentes valeurs des moments d'inertie (fig. 3).

4. Conclusions

On établit les équations de la théorie physique pour le moteur à rotor double.

Le couple électromagnétique développé par le rotor intérieur dépend des glissements des deux rotors.

Pour pouvoir obtenir la caractéristique mécanique du moteur à rotor double on établit la relation d'interdépendance entre s_I et s_{II}.

On étudie par voie expérimentale l'influence du moment d'inertie du rotor intermédiaire sur la durée du cycle complet de reversion.

Reçue le 12 mai 1980

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Électrotechnique, Mesures et Machines électriques

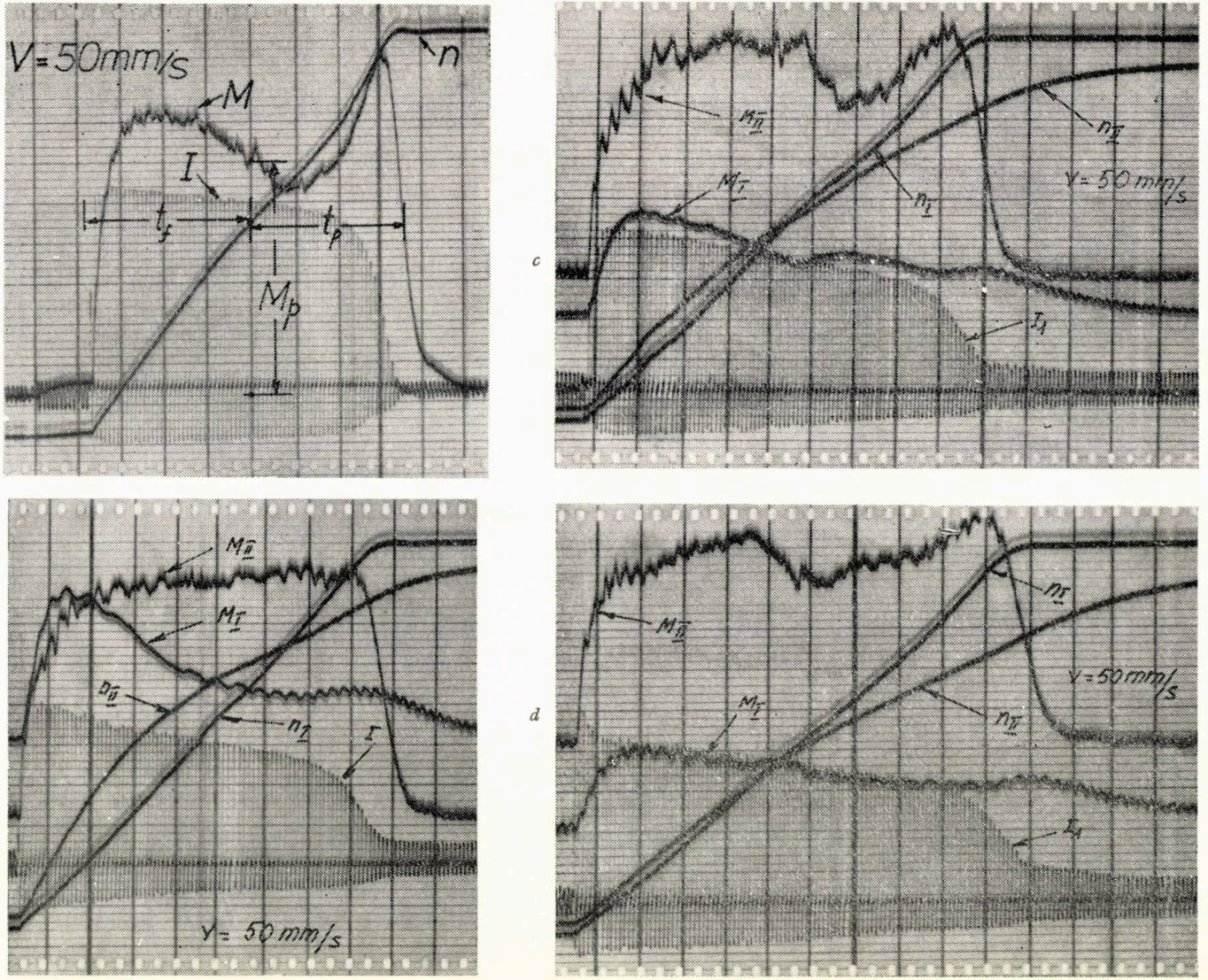


Fig. 2

BIBLIOGRAPHIE

1. Bâlă C., *Maşini electrice — teorie şi încercări.* EDP, Buc., 1979.
2. Gheorghiu I.S., Fransua Al., *Tratat de maşini electrice.* Vol. **III**, Ed. Acad. R.S.R., Buc., 1971.
3. Kelly D., *Double Rotor Induction Motor.* IEEE, PAS, **88**, *7* (1969).
4. Palm B. N., *Theory, Design and Application of Duocentric Motors.* IEEE, **IGA** (1970).
5. Teodoru E., Harghel S., *Motor electric cu rotor dublu,* Brevet R.S.R., 64 787 (1977).
6. Teodoru E., Harghel S., *Unele consideraţii privind o nouă variantă de motor electric cu rotor dublu.* I.C.P. — Electroputere Craiova, Preprint *00018* (1978).

INFLUENŢA ROTORULUI INTERMEDIAR ASUPRA DINAMICII SISTEMELOR ACŢIONATE DE MOTOARE CU DUBLU ROTOR

(Rezumat)

Se stabilesc ecuaţiile de funcţionare la un motor cu rotor dublu. Pe baza acestora se obţine schema echivalentă corespunzătoare.

Se deduce o relaţie de legătură între alunecările celor două rotoare, trasîndu-se din încercările experimentale variaţia alunecărilor pentru diverse momente de inerţie ale rotorului intermediar.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXVI (XXX), fasc. 3—4, 1980
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.D. 621.313.323

SUR LA CAPACITÉ DU MOTEUR SYNCHRONE DE STABILISER LA TENSION DU RÉSEAU

PAR

CORINA FLORESCU et SILVIU ZISSU

1. Introduction

C'est une condition essentielle pour les systèmes énergétiques d'assurer leur fonctionnement à un $\cos\varphi$ aussi grand que possible. C'est pourquoi on utilise des batteries de condensateurs, des compensateurs synchrones et des moteurs synchrones, qui sont capables de fournir de la puissance réactive.

Le but de cette Note est d'étudier le moteur synchrone envisagé comme une source de puissance réactive dans un réseau dont la tension se modifie lentement autour de la valeur nominale, la charge mécanique à son arbre ayant toujours la valeur nominale. On considère les moteurs synchrones pour lesquels il est possible de négliger les pertes par frottement, la résistence de l'induit et les effets de la saturation magnétique.

Le travail est axé sur les moteurs aux pôles saillants, pour discuter ensuite le cas particulier des moteurs aux pôles lisses.

2. Le fonctionnement du moteur synchrone à un couple électromagnétique constant

La fig. 1 représente le diagramme vectoriel simplifié d'un moteur synchrone à pôles saillants qui fonctionne dans un régime capacitif.

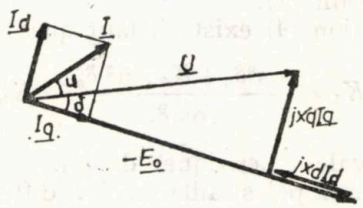


Fig. 1

Les notations utilisées ont les significations ci-dessous : $\underline{U}$ — la tension du réseau, $\underline{E}_0$ — la t.é.m. induite par le flux magnétique d'excitation, $\underline{I}$ — le courant circulant par l'induit du moteur, $\underline{I}_d$, $\underline{I}_q$ — les composantes

longitudinale et transversale du courant $\underline{I}$, x_d, x_q — les réactances longitudinale et transversale, δ — l'angle formé par les phaseurs $\underline{U}$ et $-\underline{E}_0$.

En tenant compte de ce diagramme, l'expression de la puissance réactive $Q=3UI\sin\varphi$ prend la forme

$$Q=\frac{3UE_0}{x_d}\cos\delta-3U^2\left(\frac{\cos^2\delta}{x_d}+\frac{\sin^2\delta}{x_q}\right), \tag{1}$$

où les grandeurs variables U, E_0 et δ sont liées par la condition

$$\frac{UE_0}{x_d}\sin\delta+\frac{U^2}{2x_d}\left(\frac{x_d}{x_q}-1\right)\sin 2\delta=\frac{U_nE_{0n}}{x_d}\sin\delta_n+\frac{U_n^2}{2x_d}\left(\frac{x_d}{x_q}-1\right)\sin 2\delta_n, \tag{2}$$

(l'indice n désigne la valeur nominale respective) qui résulte de l'expression du couple électromagnétique [1] :

$$M=\frac{3UE_0}{\Omega x_d}\sin\delta+\frac{3U^2}{2\Omega}\left(\frac{1}{x_q}-\frac{1}{x_d}\right)\sin 2\delta, \tag{3}$$

considéré toujours à sa valeur nominale.

Si on choisit comme variables indépendantes U et E_0, l'angle δ se modifie conformément à la condition (2).

Pour une étude systématique on va utiliser les valeurs relatives

$$u=\frac{U}{U_n},\qquad e_0=\frac{E_0}{E_{0n}},\qquad q=\frac{Q}{Q_n}.$$

La puissance réactive relative fournie au réseau par un moteur synchrone à pôles saillants sera alors :

$$q=\frac{ue_0\cos\delta-u^2(\cos^2\delta+K_2\sin^2\delta)/K_1}{\cos\delta_n-(\cos^2\delta_n+K_2\sin^2\delta_n)/K_1}, \tag{4}$$

avec $K_1=E_{0n}/U_n$ et $K_2=x_d/x_q$, les valeurs u, e_0 et δ devant satisfaire la condition :

$$ue_0\sin\delta+\frac{K_2-1}{2K_1}u^2\sin 2\delta=\sin\delta_n+\frac{K_2-1}{2K_1}\sin 2\delta_n, \tag{5}$$

qui résulte de la relation (2).

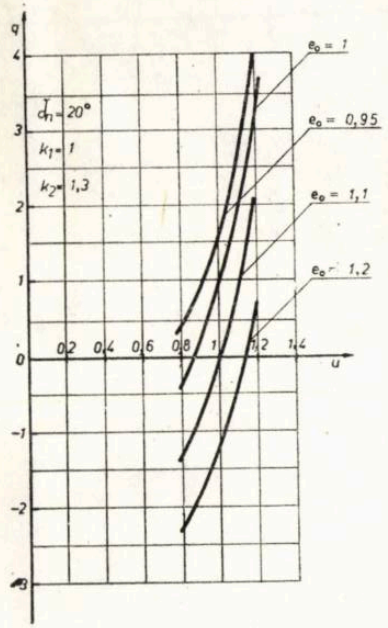
Pour que la fonction (4) existe il faut que

$$K_1\neq\frac{\cos^2\delta_n+K_2\sin^2\delta_n}{\cos\delta_n}=K_{1cr}, \tag{6}$$

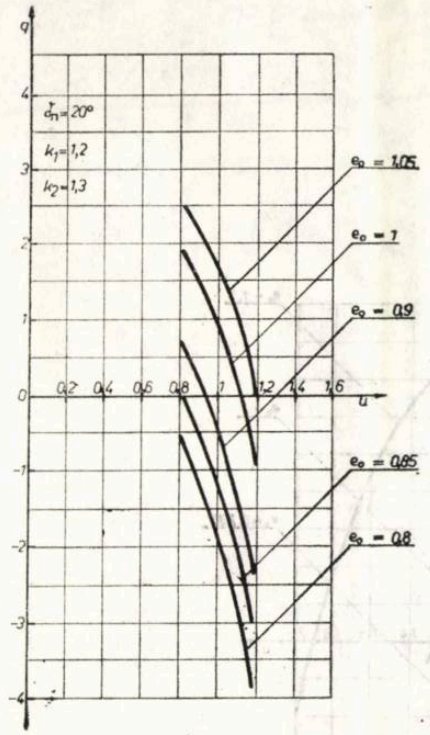
où K_{1cr} représente la valeur „critique" de K_1.

Pour les moteurs aux pôles saillants c'est difficile à exprimer q exclusivement en fonction de u et e_0, étant donné que la relation (5) conduit à une équation du IV-ème degré en $\sin\delta$.

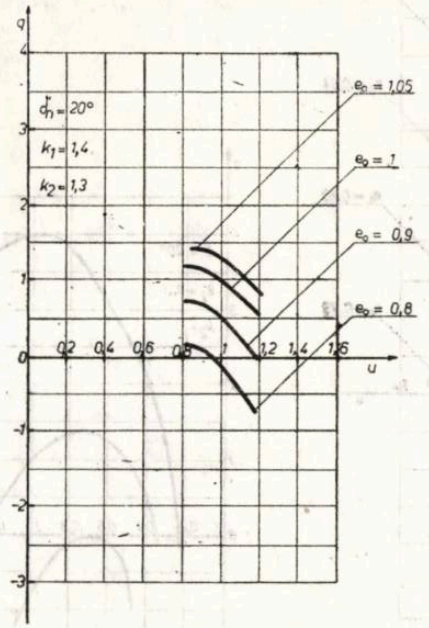
Au contraire, pour le cas particulier des moteurs aux pôles lisses $x_d=x_q=x_s$ (la réactance synchrone) et, par conséquent, les relations (5) et (4) conduisent à :



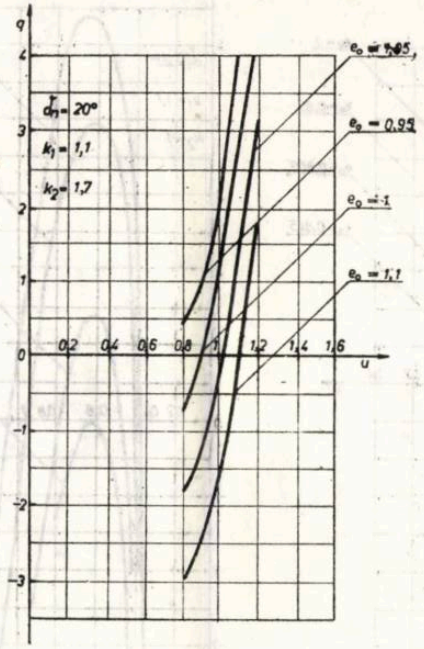
a



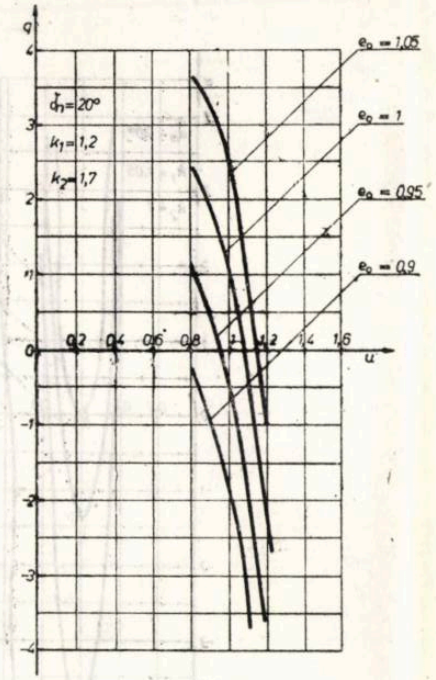
b



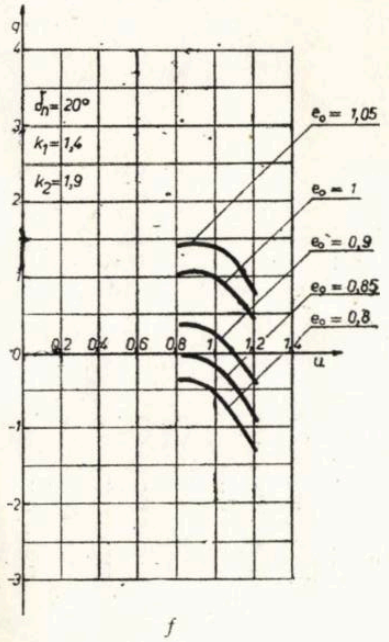
c



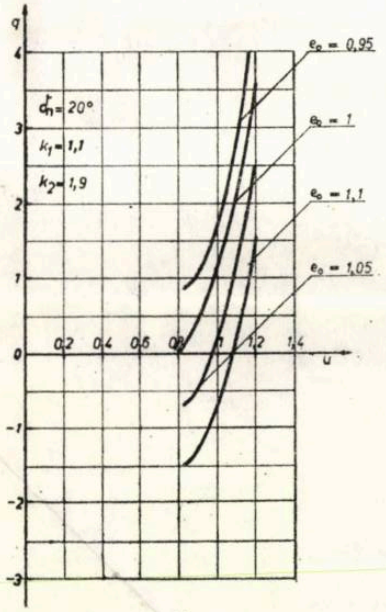
d



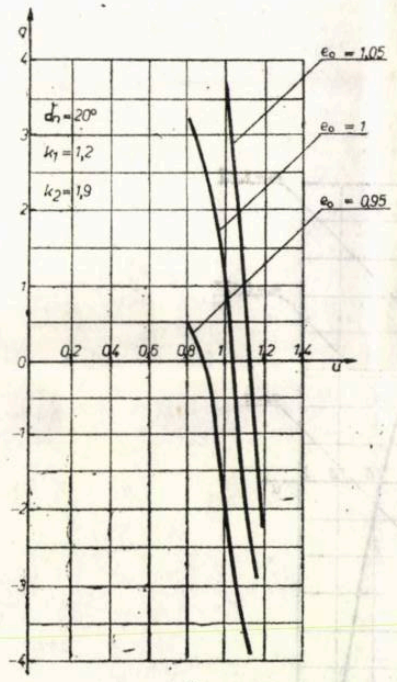
e



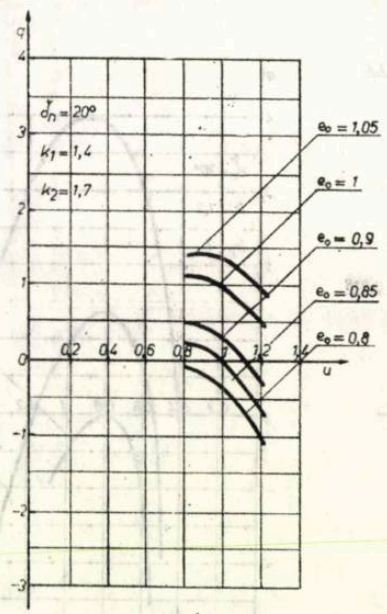
f



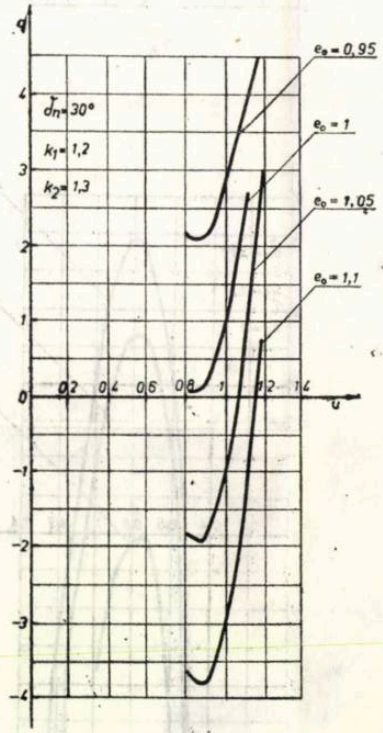
g



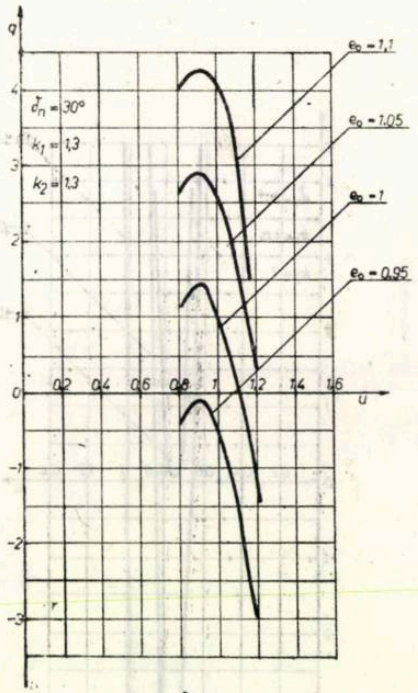
h



i



j



k

Fig. 2

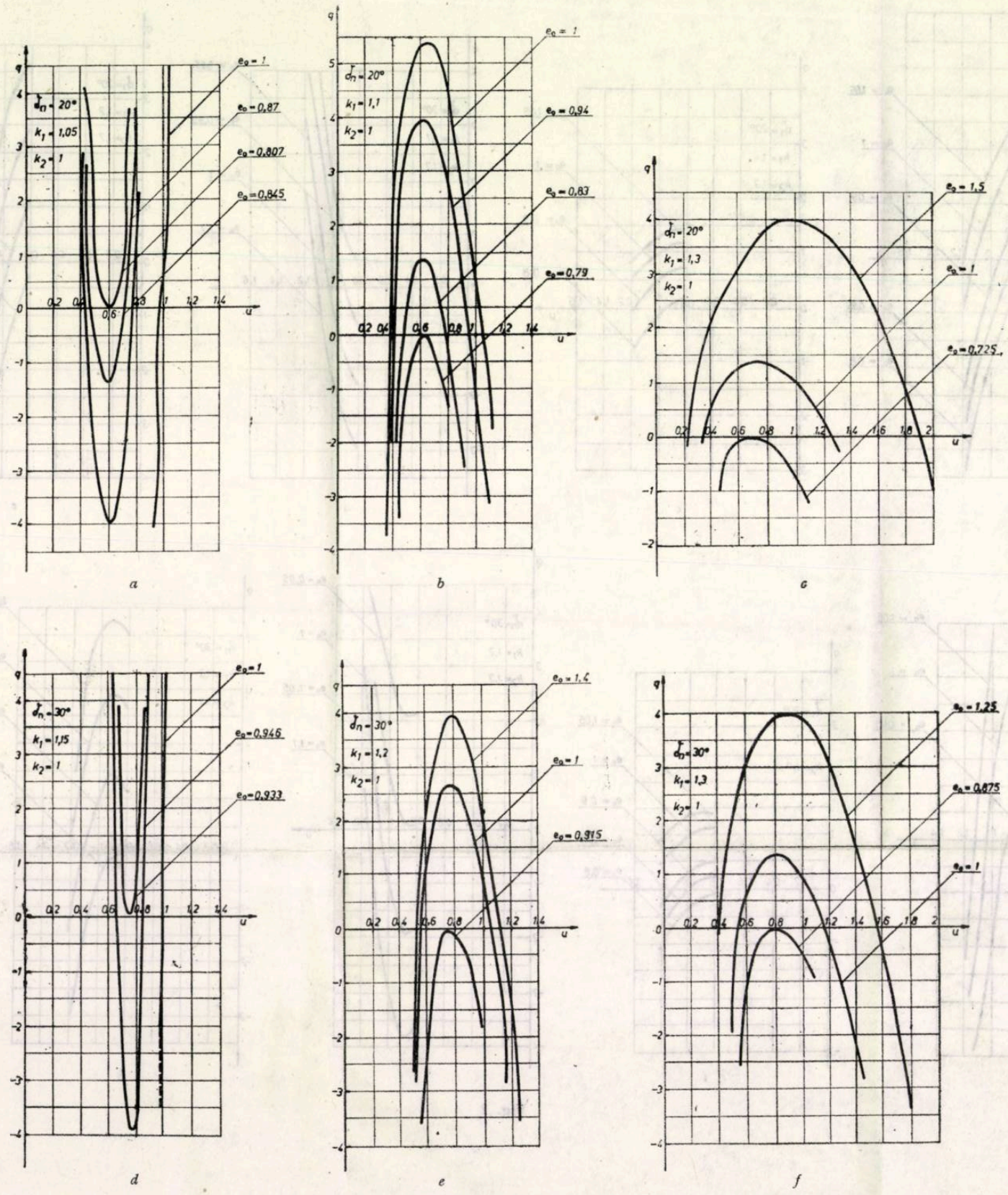

q
u
γ_{dn} = 20°
k_1 = 1,05
k_2 = 1
e_0 = 1
e_0 = 0,87
e_0 = 0,807
e_0 = 0,845
a
γ_{dn} = 20°
k_1 = 1,1
k_2 = 1
e_0 = 1
e_0 = 0,94
e_0 = 0,83
e_0 = 0,79
b
γ_{dn} = 20°
k_1 = 1,3
k_2 = 1
e_0 = 1,5
e_0 = 1
e_0 = 0,725
c
γ_{dn} = 30°
k_1 = 1,15
k_2 = 1
e_0 = 1
e_0 = 0,946
e_0 = 0,933
d
γ_{dn} = 30°
k_1 = 1,2
k_2 = 1
e_0 = 1,4
e_0 = 1
e_0 = 0,915
e
γ_{dn} = 30°
k_1 = 1,3
k_2 = 1
e_0 = 1,25
e_0 = 0,875
e_0 = 1
f

Fig. 3

(7) $$\sin\delta = \frac{\sin\delta_n}{ue_0} \qquad \text{et} \qquad (8) \qquad q = \frac{u^2 - K_1\sqrt{u^2e_0^2 - \sin^2\delta_n}}{1 - K_1\cos\delta_n}.$$

3. La variation de la puissance réactive d'un moteur synchrone

Pour l'étude complète de la fonction $q(u, e_0)$ d'un moteur synchrone à pôles saillants il faudrait éliminer par voie analytique l'angle δ des relations (4) et (5), ce qui est extrêmement difficile. C'est pourquoi on a utilisé un calculateur FELIX CE-256, à l'aide duquel on a tracé des familles de courbes $q(u)$ ayant e_0 comme paramètre, pour $u \in [0, 8\ ;\ 1{,}2]$ et $e_0 \in [0{,}8\ ;\ 1{,}2]$, en modifiant K_1, K_2 et δ_n (fig. 2 *a*...*k*).

L'équation (5), sous la forme

(9) $$\sin\delta = \frac{A}{1 + B\cos\delta},$$

où

(10) $$A = \frac{\sin\delta_n}{ue_0}\left(1 + \frac{K_2 - 1}{K_1}\cos\delta_n\right) \quad \text{et} \quad B = \frac{u}{e_0}\cdot\frac{K_2 - 1}{K_1},$$

a été solutionée pour chaque set de valeurs u, e_0, δ_n, K_1, K_2 (donc pour A et B déterminés) en utilisant la formule d'itération W e g s t e i n, à partir de la valeur initiale $\sin\delta = A_0 = 0{,}707$ ($\delta_0 = \pi/4$). Le processus est rapidement convergent (en 3...5 itérations).

On constate que les courbes $q(u)$ ainsi obtenues ont la même forme que celles tracées pour le moteur à pôles lisses, pour lequel une étude analytique complète est possible, en utilisant les relations (7) et (8). Les conclusions qui en résultent sont également valables pour le moteur à pôles saillants.

Les fig. 3 *a*...*f* représentent les courbes $q(u)$ d'un moteur à pôles lisses, la courbe existant, pour chaque e_0 et δ_n, seulement dans le domaine

(11) $$u \geq \frac{\sin\delta_n}{e_0} = u_{\min}$$

et seulement si

(12) $$K_1 \neq \frac{1}{\cos\delta_n} = K_{1cr},$$

relations qui expriment les conditions d'existence de la fonction (8).

À e_0=const., chaque courbe $q(u)$ a un extremum

(13) $$q_{extr} = \frac{K_1^2 e_0^2}{4(K_1\cos\delta_n - 1)} - \frac{\sin^2\delta_n}{e_0^2(K_1\cos\delta_n - 1)}$$

qui correspond à

(14) $$u_{cr} = \frac{\sqrt{K_1^2 e_0^2 + 4\sin^2\delta_n}}{2e_0},$$

valeur qui sera désignée comme „tension critique".

Chaque courbe coupe l'abscisse en

$$u_{1,2}=\frac{\sqrt{K_1^2 e_0^2+2K_1 \sin \delta_n}}{2} \mp \frac{\sqrt{K_1^2 e_0^2-2K_1 \sin \delta_n}}{2}, \tag{15}$$

valeurs qui existent seulement si

$$e_0 \geq \sqrt{\frac{2 \sin \delta_n}{K_1}} = e_{0\min 1}. \tag{16}$$

En étudiant le signe de la fonction $Q(U)$ pour $U \in (U_1, U_2)$ il en résulte que, dans ce domaine, le moteur fonctionne dans un régime capacitif (la puissance réactive est débitée).

Dans les situations $E_{0n}=U_n$ et $u=1$ on peut obtenir le régime capacitif en surexcitant le moteur, de sorte que

$$e_0 \geq \sqrt{1+\sin^2 \delta_n}=e_{0\min 2}. \tag{17}$$

La fig. 4 présente la dépendance $e_{0\min 2}=f(\delta_n)$.

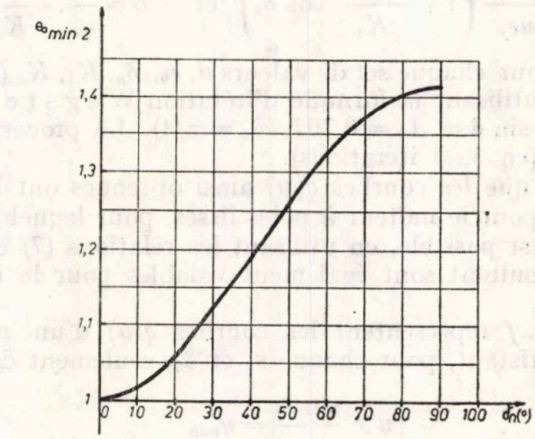


Fig. 4

Afin d'obtenir une interprétation correcte des courbes représentées il faut prendre en considération que la relation (1) a été déduite en partant du diagramme phasoriel pour le régime capacitif. Par conséquent, dans le cas de ce régime on obtiendra $Q>0$ et dans le cas du régime inductif $Q<0$. Il existent donc les possibilités suivantes :

a) si $Q_n<0$ (régime nominal inductif), alors pour un régime capacitif on obtiendra $q<0$ et la courbe $q(u)$ sera donc convexe (les fig. 2 *a, d, g, j* et 3 *a, d*) ;

b) si $Q_n>0$ (régime nominal capacitif), pour un régime capacitif on obtiendra $q>0$ et la courbe $q(u)$ sera concave (les fig. 2 *b, c, e, f, h, i, k* et 3 *b, c, e, f*).

On peut constater que, si $u>u_{cr}$, la puissance réactive du moteur changera conformément aux nécessités du réseau (par exemple, quand u

baisse, la puissance réactive fournie augmentera si le moteur est en régime capacitif, mais, si le régime est inductif, la puissance réactive absorbée diminuera).

Il en résulte donc que, dans le domaine $u > u_{cr}$, le moteur synchrone contribue à stabiliser la tension du réseau.

4. Conclusions

En partant des courbes $q(u)$ on a étudié le comportement du moteur synchrone en ce qui concerne sa capacité de contribuer à la stabilisation da la tension du réseau et on a cherché la meilleure solution pour choisir les valeurs E_{0n} et δ_n.

En analysant les diverses situations présentées pour les deux types de machines, on peut faire quelques observations, à savoir :

1. *Relativement à l'influence du rapport* $K_1 = E_{0n}/U_n$ (en tenant compte de sa valeur „critique") :

a) Dans le régime nominal le moteur fournit au réseau de la puissance réactive seulement si $K_1 > K_{1cr}$ (alors $q > 0$ pour $u \in (u_1, u_2)$ et donc $Q_n > 0$), ce que, pour le moteur à pôles saillants conduit à

$$E_{0n} > U_n \frac{\cos^2 \delta_n + K_2 \sin^2 \delta_n}{\cos \delta_n}$$

et pour celui à pôles lisses à

$$E_{0n} > \frac{U_n}{\cos \delta_n} .$$

b) Plus K_1 diffère par rapport à K_{1cr}, d'autant l'intervalle (u_1, u_2) dans lequel u peut se modifier, de sorte que le moteur garde son caractère capacitif, augmente.

c) Plus K_1 s'approche de K_{1cr}, d'autant les pentes des courbes grandissent et, en même temps, les valeurs q_{extr} haussent, donc l'effet de stabilisation de la tension devient plus fort. Avec une légère surexcitation le moteur devient capable de fournir des puissances réactives sensiblement supérieures aux celles nominales.

2. *Relativement à l'influence de* δ_n :

a) Plus δ_n baisse, d'autant K_{1cr} s'approche de l'unité, et, par conséquent, le régime nominal capacitif peut être obtenu pour une différence $E_{0n} - U_n$ plus petite.

b) Dans les situations $E_{0n} = U_n$ (donc $K_1 = 1 < K_{1cr}$), l'obtention du régime capacitif exige une surexcitation d'autant plus faible que δ_n est plus petit.

c) Le domaine (u_1, u_2) et la pente des courbes $q(u)$ dépendent différement de la valeur δ_n dans les cas $K_1 > K_{1cr}$ par rapport à $K_1 < K_{1cr}$. Ainsi, pour $K_1 > K_{1cr}$, plus δ_n hausse, d'autant le domaine (u_1, u_2) se réduit et la pente des courbes augmente ; au contraire, si $K_1 < K_{1cr}$, l'augmentation de δ_n conduit à l'extension du domaine (u_1, u_2) et à l'atténuation de la pente.

3. *Relativement à l'influence du rapport* $K_2 = x_d/x_q$:

a) Le rapport K_2 détermine la valeur K_{1cr} de sorte que, pour une certaine valeur δ_n, K_{1cr} du moteur à pôles saillants est supérieur à celui du moteur à pôles lisses. La dépendance du rapport K_{1cr} en fonction de K_2, pour $\delta_n = 20°$, est illustrée dans la fig. 5.

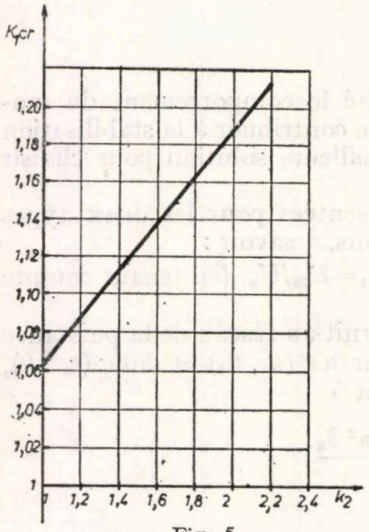


Fig. 5

En conclusion, afin que : a) dans le régime nominal ou dans un régime voisin, un moteur synchrone fournisse à son réseau d'alimentation de la puissance réactive et b) aux variations de la tension du réseau autour de la valeur nominale, le moteur agisse d'autant plus fort pour la stabiliser, il faut que : a) l'angle δ_n soit aussi grand que possible et b) E_{0n} dépasse U_n, de sorte que le rapport K_1 excède, mais pas de beaucoup, sa valeur critique ; pour une certaine valeur de δ_n il faut que E_{0n} dépasse U_n, plus encore au moteur à pôles saillants que à celui à pôles lisses.

Finalement, il est nécessaire de recourir à une variante de compromis, puisque l'agrandissement de δ_n conduit à la nécessité que E_{0n} dépasse plus encore U_n.

Si le régime nominal est inductif ($E_{0n} \approx U_n$) on peut réaliser le passage dans un régime capacitif, d'autant plus facilement (par une surexcitation plus légère) que δ_n est plus petit.

Reçue le 5 décembre 1979

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire de Mécanique
et
Institut Polytechnique, Bucarest,
Chaire d'Electrotechnique

BIBLIOGRAPHIE

1. Gheorghiu I. S., Fransua A. S., *Tratat de maşini electrice.* Vol. **IV**, Ed. Acad. R.S.R., Bucureşti, 1972.
2. Florescu C., Florescu R., *Considérations sur le comportement des compensateurs synchrones aux variations de la tension du réseau.* Bul. Inst. polit. Iaşi, **XXV (XXIX)**, *1—2*, s. III, 83—87 (1979).
3. Soci A., Moraru A., *Description des moteurs et des compensateurs électriques dans les bilans électroénergétiques des entreprises industrielles.* Rev. Roum. Sci. Techn., Électrotechn. et Énerg., **19**, *4* (1974).

ASUPRA CAPACITĂŢII MOTORULUI SINCRON DE A STABILIZA TENSIUNEA REŢELEI

(Rezumat)

Se studiază motorul sincron, privit ca sursă de putere reactivă într-o reţea a cărei tensiune variază lent în jurul valorii nominale, sarcina la arbore fiind în permanenţă cea nominală.

Se prezintă concluzii privind alegerea, în faza de proiectare, a valorilor unghiului intern nominal şi t.e.m. induse nominale.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXVI (XXX), fasc. 3—4, 1980
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICA. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.K. 621.3.018.3

SCHÄTZUNG VON STROMOBERSCHWINGUNGEN DER KONVENTIONELLEN VERZERRUNGSBETRIEBSQUELLE VON INDUSTRIELLEN ELEKTRISCHEN NETZWERKEN MITTELS LUENBERGER-BEOBACHTERS

VON

M. VOICU

1. Einleitung

In [1], [2], [4], [5] wurde gezeigt, daß der Begriffsbereich des Verzerrungsbetriebes durch einen neuen Gesichtspunkt erweitert werden kann, nämlich durch die Annahme, daß der Verzerrungsbetrieb ein stochastischer Vorgang ist. In der elektrischen äquivalenten Schaltung ist die konventionelle Ursache des Verzerrungsbetriebes eine innere im verzerrenden Verbraucher gestekten Stromquelle. In den obenerwähnten Arbeiten wurde das Filterungsproblem der Oberschwingungen durch die Anwendung der Methoden der Systemtheorie behandelt. Dabei wird angenommen, daß die statistischen Eigenschaften der von der konventionellen Verzerrungsbetriebsquelle erzeugten Stromoberschwingungen bekannt sind.

In der vorliegenden Arbeit wird eine Schätzungsmöglichkeit von Stromoberschwingungen der konventionellen Verzerrungsbetriebsquelle, die für eine direkte Messung unzugänglich sind, durch die Anwendung eines Luenberger-Beobachters für dynamische Systeme mit unzugänglichen Eingängen in der von Johnson [12] ... [14] vorgeschlagenen Variante studiert.

2. Problemstellung

2.1. Definition des Verzerrungsbetriebes

Unter dem Verzerrungsbetrieb von einem industriellen elektrischen Netzwerk werden Zeitvorgänge verstanden, die durch stückweise stetige und monotone Zeitfunktionen $f(t)$ (Spannungen, Ströme usw.) charakterisiert werden können und für endliche Zeitintervalle

$$I_\mu = [\theta_\mu,\ \theta_{\mu+1});\ \theta_\mu \in [0, \infty);\ \theta_{\mu+1} > \theta_\mu;\ \forall \mu \in N, \tag{1}$$

periodisch von einer Grundperiode T sind, so daß

$$\min_{\mu \in N} (\theta_{\mu+1} - \theta_\mu) \geqslant T, \tag{2}$$

$$\bigcup_{\mu \in N} I_\mu = [0, \infty), \qquad \bigcap_{\mu \in N} I_\mu = \varnothing, \tag{3}$$

und offenkundig

$$f(t)=f(t+T)\,;\ \forall t,\ t+T\in I_\mu\,;\ \forall \mu\in N. \tag{4}$$

Mit den obigen Bedingungen kann die Zeitfunktion $f(t)$ für jedes Zeitintervall I_μ in Fourier-Reihe entwickelt werden, der Form

$$f(t)=A_{0\mu}+\sum_{k=1}^{\infty}\left(A_{k\mu}\cos\frac{2k\pi}{T}t+B_{k\mu}\sin\frac{2k\pi}{T}t\right)\,;\ t\in I_\mu\,;\ \mu\in N, \tag{5}$$

wobei $A_{0\mu}$, $A_{k\mu}$, $B_{k\mu}$; $k\in N$, die Fourier-Koeffizienten auf jedes Zeitintervall I_μ sind. Der Koeffizient $A_{0\mu}$ legt den Gleichstromanteil aufs I_μ fest, der üblicherweise gleich Null ist.

Die Summen

$$f_k(t)=A_{k\mu}\cos\frac{2k\pi}{T}t+B_{k\mu}\sin\frac{2k\pi}{T}t\,;\ t\in I_\mu,\ k\in N, \tag{6}$$

legen für $k=1$ die Grundschwingung und für $k\geqslant 2$ die Oberschwingungen des Verzerrungsbetriebes fest.

Ganz allgemein ist die Zeitfunktion $f(t)$ ein vollständig durch die statistischen Eigenschaften der stochastischen Variablen $\{\theta\}$, $\{A_k\}$, $\{B_k\}$, $k\in N$, festgelegter stochastischer Prozeß. Daraus folgt, daß die Oberschwingungen $f_k(t)$ wesentliche Anteilvorgänge des Verzerrungsbetriebes sind und allgemein nicht determinierte, sondern schmalbändige stochastische Prozeße (s. [10], S. 141) sind. Der Verzerrungsbetrieb ist eine Summe von Schmalbandrauschen. Ein verzerrender Verbraucher ist eine Gruppe von Elektroenergieverbrauchern mit nichtlinearen pseudo-stationären Kennlinien, die Oberschwingungen insgesamt erzeugen.

Der so festgelegte Verzerrungsbetrieb kann zusammenfassend durch den Mittelverzerrungsrest, eine Erweiterung des für periodischen Dauerbetrieb definierten Verzerrungsrestes, charakterisiert, nämlich :

$$R_a=\left[\lim_{T_0\to\infty}\frac{1}{T_0}\int_0^{T_0}\left(A_{0\mu}+\sum_{k=2}^{\infty}A_{k\mu}\cos\frac{2k\pi}{T}t+B_{k\mu}\sin\frac{2k\pi}{T}t\right)^2 dt\right]^{1/2}. \tag{7}$$

Dieser neue Gesichtspunkt in der Betrachtung des Verzerrungsbetriebes, der mit den experimentellen Beobachtungen übereinstimmt, ermöglicht den Entwurf der Dämpfungsfilter als Optimalfilter, die das Minimum des Mittelverzerrungsrestes sichern, unter mehr realistischen Hypothesen (z.B. wird der Einfluß des Netzwerkes berücksichtigt) als diejenige, die beim Entwurf der Resonanzfilter angenommen werden [3].

2.2. Zustandsgleichungen

Die Unterlage des Verzerrungsbetriebes ist das industrielle elektrische Netzwerk, in dem zwei Anteile unterschieden werden können, nämlich das Versorgungsnetzwerk (Abb. 1—VN) und der verzerrende Verbraucher

(Abb. 1—VV), der die Quelle der Stromoberschwingungen enthält. In [1], [4], [9] wurde das mathematische Modell des industriellen elektrischen Netzwerkes als Unterlage des Verzerrungsbetriebes erhalten, der Form

$$e(t)=\int_0^t z_{sc}(t-\tau)\, i(\tau)\, d\tau+u(t), \tag{8}$$

$$i(t)=\int_0^t y_1(t-\tau)u(\tau)\, d\tau+ i_p(t), \tag{9}$$

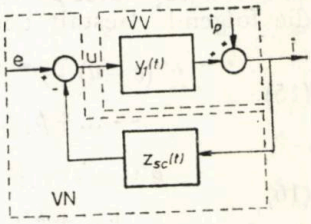


Abb. 1

wobei $z_{sc}(t)$ — auf die Zeit bezogene Kurzschlußimpedanz des VN, $y_1(t)$ — auf die Zeit bezogene lineare Admittanz des VV, $u(t)$ — die Spannung beim VV, $e(t)$ — die EMK des äquivalenten Generators des VN, $i(t)$ — der Strom und $i_p(t)$ — die Störung, die die von VV erzeugten Stromoberschwingungen erfasst, sind.

Die Störung $i_p(t)$, wie in [1], [4], [9] definiert wurde, ist in der Regel von einer schwachen exponentiellen Dämpfung beeinflußt (s. [5], [6]), die die inneren vorübergehenden Betriebe des VV berücksichtigen. Für eine k-te Oberschwingung wird geschrieben

$$i_p(t)=i_k(t)=f_k(t)\, e^{-\rho k(t-\theta_\mu)}\ ;\ t\in I_\mu,\ \mu\in N, \tag{10}$$

wobei $\rho_k\geqslant 0$ ein kleiner Dämpfungskoeffizient ist.

Die äquivalente Blockschaltung des industriellen elektrischen Netzwerkes ist dem mathematischen Modell (8), (9) gemäß im Abb. 1 dargestellt.

Durch die Verallgemeinerung der für ein Beispiel aus [6], §3.1 erhaltenen Resultate seien die Kurzschlußimpedanz $Z_{sc}(s)=\mathcal{L}\{z_{sc}(t)\}$ und die Admittanz $Y_1(s)=\mathcal{L}\{y_1(t)\}$ rationelle Funktionen der Form

$$Z_{sc}(s)=\frac{Q_{sc}(s)}{P_{sc}(s)}=\frac{b_1s^{m-1}+b_2s^{m-2}+\ldots+b_{m-1}s+b_m}{s^m+a_1s^{m-1}+\ldots+a_{m-1}s+a_m}, \tag{11}$$

$$Y_1(s)=\frac{Q_1(s)}{P_1(s)}=\frac{d_1s^{n-1}+d_2s^{n-2}+\ldots+d_{n-1}s+d_n}{s^n+c_1s^{n-1}+\ldots+c_{n-1}s+c_n}, \tag{12}$$

wobei die Polynome $P_{sc}(s)$ und $Q_{sc}(s)$ bzw. $P_1(s)$ und $Q_1(s)$ relativ prim und m, n endliche Naturalzahlen sind.

In Laplace-Transformierten nehmen die Gleichungen (8), (9), unter Berücksichtigung der Beziehungen (11), (12), die Form

$$E(s)-U(s)=\frac{b_1s^{m-1}+b_2s^{m-2}+\ldots+b_{m-1}s+b_m}{s^m+a_1s^{m-1}+\ldots+a_{m-1}s+a_m}\, I(s), \tag{13}$$

$$I(s)-I_p(s)=\frac{d_1s^{n-1}+d_2s^{n-2}+\ldots+d_{n-1}s+d_n}{s^n+c_1s^{n-1}+\ldots+c_{n-1}s+c_n}\, U(s). \tag{14}$$

Um die Zustandsvariablen des linearen dynamischen Systems (13), (14) einfacher einzuführen werden die Nenner in Gleichungen (13), (14) beseitigt und die Ergebnisse wieder im Zeitbereich geschrieben; dabei wird der Ableitungsoperator $p=\mathrm{d}/\mathrm{d}t$ angewandt, so daß die Gleichungen (13), (14) die folgende Gestalt bekommen.

$$p^m(e-u)+p^{m-1}[a_1(e-u)-b_1 i]+p^{m-2}[a_2(e-u)-b_2 i]+ \\ +\ldots+p[a_{m-1}(e-u)-b_{m-1} i]+a_m(e-u)-b_m i=0, \tag{15}$$

$$p^n(i-i_p)+p^{n-1}[c_1(i-i_p)-d_1 u]+p^{n-2}[c_2(i-i_p)-d_2 u]+ \\ +\ldots+p[c_{n-1}(i-i_p)-d_{n-1} u]+c_n(i-i_p)-d_n u=0. \tag{16}$$

Es werden folgende Zustandsvariablen festgelegt

$$\begin{cases} x_1=e-u, \\ x_2=\dot{x}_1+a_1x_1-b_1 i, \\ x_3=\dot{x}_2+a_2x_1-b_2 i, \\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots, \\ x_m=\dot{x}_{m-1}+a_{m-1}x_1-b_{m-1} i, \end{cases} \tag{17}$$

$$\begin{cases} x_{m+1}=i-i_p, \\ x_{m+2}=\dot{x}_{m+1}+c_1x_{m+1}-d_1 u, \\ x_{m+3}=\dot{x}_{m+2}+c_2x_{m+1}-d_2 u, \\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots, \\ x_{m+n}=\dot{x}_{m+n-1}+c_{n-1}x_{m+1}-d_{n-1} u. \end{cases} \tag{18}$$

Durch die Ersetzung der Gleichungen (17) im (15) und der Gleichungen (18) im (16) werden noch zwei Gleichungen erhalten:

$$\dot{x}_m+a_m x_1-b_m i=0, \tag{19}$$

$$\dot{x}_{m+n}+c_n x_{m+1}-d_n u=0. \tag{20}$$

Um die Zustandsgleichungen des industriellen elektrischen Netzwerkes zu erhalten werden die Ableitungen $\dot{x}_1, \dot{x}_2, \ldots, \dot{x}_m, \dot{x}_{m+1}, \ldots, \dot{x}_{m+n}$ von den Gleichungen (17), (19), (18), (20) explizite ausgedrückt und die Größen u und i aus den so erhaltenen Gleichungen beseitigt, wobei u und i von den ersten Gleichungen (17) und (18) zu erhalten sind. Die Zustandsgleichungen des industriellen elektrischen Netzwerkes haben die Gestalt

$$\dot{x}=Ax+Bw, \tag{21}$$

$$v=Cx+Dw, \tag{22}$$

wobei

$$x=[x_1 \ldots x_m\ x_{m+1} \ldots x_{m+n}]^T,\ w=[e\ i_p]^T,\ v=[u\ i]^T \tag{23}$$

der Zustands-, der Eingangs- und der Ausgangsvektor sind, und

$$(24)\quad \begin{cases} A=\underbrace{\begin{bmatrix} -a_1 & 1 & 0 & 0\ldots0 & b_1 & 0 & 0 & 0\ldots0 \\ -a_2 & 0 & 1 & 0\ldots0 & b_2 & 0 & 0 & 0\ldots0 \\ -a_3 & 0 & 0 & 1\ldots0 & b_3 & 0 & 0 & 0\ldots0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots\ \vdots \\ -a_{m-1} & 0 & 0 & 0\ldots1 & b_{m-1} & 0 & 0 & 0\ldots0 \\ -a_m & 0 & 0 & 0\ldots0 & b_m & 0 & 0 & 0\ldots0 \\ -d_1 & 0 & 0 & 0\ldots0 & -c_1 & 1 & 0 & 0\ldots0 \\ -d_2 & 0 & 0 & 0\ldots0 & -c_2 & 0 & 1 & 0\ldots0 \\ -d_3 & 0 & 0 & 0\ldots0 & -c_3 & 0 & 0 & 1\ldots0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots\ \vdots \\ -d_{n-1} & 0 & 0 & 0\ldots0 & -c_{n-1} & 0 & 0 & 0\ldots1 \\ -d_n & 0 & 0 & 0\ldots0 & -c_n & 0 & 0 & 0\ldots0 \end{bmatrix}}_{m \qquad\qquad n}, \quad B=\begin{bmatrix} 0 & b_1 \\ 0 & b_2 \\ 0 & b_3 \\ \vdots & \vdots \\ 0 & b_m \\ d_1 & 0 \\ d_2 & 0 \\ d_3 & 0 \\ \vdots & \vdots \\ d_n & 0 \end{bmatrix}, \\ C=\underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0\ldots0 & 0 & 0\ldots0 \\ 0 & 0 & 0\ldots0 & 1 & 0\ldots0 \end{bmatrix}}_{m \qquad\quad n}, \quad D=\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \end{cases}$$

die Evolutions-, die Eingangs- und die Ausgangsmatrix sind.

Die Synthese der für die Dämpfung der Oberschwingungen bestimmten Optimalfilter, die in [1], [2], [7] ... [9] gelöst wurde, geht von der Annahme aus, daß die statistischen Eigenschaften der Eingänge $e(t)$, $i_p(t)$ bekannt sind. Von der inneren und konventionellen Gestalt der Störung $i_p(t)$ und der Spannung $e(t)$ kommend, wird die Konsequenz gezogen, daß die Größen $e(t)$ und $i_p(t)$ zu direkten Messungen unzugänglich sind. Die Messungen, die in der Regel für den Verzerrungsbetrieb durchgeführt werden, haben als Gegenstand die Spannung $u(t)$ und den Strom $i(t)$ und nicht $e(t)$ und $i_p(t)$.

3. Schätzung der Störung $i_p(t)$

3.1. Mathematisches Modell der unzugänglichen Eingänge

Die Schätzung der Störung $i_p(t)$ ist durch die Anwendung einer von Johnson, [12]...[14], vorgeschlagenen Variante des Luenberger-Beobachters möglich, die für dynamische Systeme mit unzugänglichen Eingängen angewandt werden kann. Der Entwurf dieses Beobachters gründet sich auf die Tatsache, daß ein unzugänglicher Skalareingang φ (in [12]...[14] „disturbace") der Ausgang eines fiktiven System ist, der Form

$$(25)\quad \frac{d^r\varphi}{dt^r}+\alpha_1\frac{d^{r-1}\varphi}{dt^{r-1}}+\alpha_2\frac{d^{r-2}\varphi}{dt^{r-2}}+\ldots+\alpha_{r-1}\frac{d\varphi}{dt}+\alpha_r\varphi=\delta_0(t)\ ;\ t\in[0,\infty).$$

In dieser Differentialgleichung r-ter Ordnung sind die Koeffizienten $\alpha_1,\ldots,\alpha_n$ bekannt und der Eingang $\delta_0(t)$ ist eine Reihe von Diracschen

Impulsen und deren Ableitungen (als Distributionen, s. [16], S. 458), mit der Gestalt

$$\delta_\theta(t)=\sum_{q=1}^{r}\sum_{\mu=1}^{\infty}\beta_{q\mu}\frac{d^{r-q}\delta(t-\theta_\mu)}{dt^{r-q}};\ t\in[0,\infty)\,, \tag{26}$$

wobei $\{\theta\}$ und $\{\beta_q\}$ statistische Variablen sind. Auf diese Weise haben die Zeitkonstanten und die Eigenfrequenzen der Lösung der Gleichung (25) gewisse Werte, die normalerweise von den apriorisch über die Größe $\varphi(t)$ vorhanden seienden Informationen bestimmt sind. Die Integrationskonstanten der Lösung der Gleichung (25) hängen durch die Anfangswerte $\varphi(\theta_\mu+0)$, $\varphi'(\theta_\mu+0),\ldots,\varphi^{(r-1)}(\theta_\mu+0)$ auf jedes Zeitintervall I_μ von den Werten $\beta_{q\mu}$, $(q=1,2,\ldots,r)$, $\mu\in N$, ab. Der Beweis dieser Behauptung ist im Anhang A durchgeführt.

Für den Fall

$$\varphi(t)=f_k(t)\,e^{-\rho_k(t-\theta_\mu)};\qquad \mu,k\in N, \tag{27}$$

ist das fiktive System der Form

$$\frac{d^2\varphi}{dt^2}+\alpha_{1k}\frac{d\varphi}{dt}+\alpha_{2k}\varphi=\delta_{\theta k}(t);\ t\in[0,\infty),\ k\in N, \tag{28}$$

wobei

$$\delta_{\theta k}(t)=\sum_{\mu=1}^{\infty}\left[\beta_{1\mu}^{k}\frac{d\delta(t-\theta_\mu)}{dt}+\beta_{2\mu}^{k}\delta(t-\theta_\mu)\right];\ t\in[0,\infty);\ k\in N, \tag{29}$$

und so daß die Werte

$$\lambda_{k_{1,2}}=-\rho_k\pm j\,\frac{2k\pi}{T};\quad k\in N, \tag{30}$$

Nullstellen der Gleichung

$$\lambda_k^2+\alpha_{1k}\lambda_k+\alpha_{2k}=0;\ k\in N, \tag{31}$$

seien. Davon wird hineingezogen daß

$$\alpha_{1k}=2\rho_k,\ \alpha_{2k}=\rho_k^2+4k^2\frac{\pi^2}{T^2};\ k\in N, \tag{32}$$

sind.

Für die unzugänglichen Eingänge $e(t)$, $i_p(t)$ werden die folgenden Ausdrücke angenommen :

$$e(t)=A_{1\mu}\cos\frac{2\pi}{T}t+B_{1\mu}\sin\frac{2\pi}{T}t;\ t\in I_\mu^e,\ \mu\in N, \tag{33}$$

$$i_p(t)=i_K(t)=\left(A_{K\nu}\cos\frac{2K\pi}{T}t+B_{K\nu}\sin\frac{2K\pi}{T}t\right)e^{-\rho_K(t-\theta_\nu^i)};$$

$$t\in I_\nu^i,\ \nu\in N,\ K\geqslant 2. \tag{34}$$

Das bedeutet, daß die Spannung $e(t)$ sinusförmig auf I^e_μ, $\mu \in N$, ist und die Störung $i_p(t)$, um die Berechnung zu vereinfachen, nur eine von schwachen exponentiellen Dämpfung beeinflußte Oberschwingung K-ter Ordnung enthält.

Die Zeitintervalle

$$I^e_\mu = [\theta^e_\mu,\ \theta^e_{\mu+1}),\ I^i_\nu = [\theta^i_\nu,\ \theta^i_{\nu+1})\ ;\ \mu, \nu \in N, \tag{35}$$

erfüllen die Bedingungen (1)...(3).

Das zu den unzugänglichen Eingängen (33), (34) entsprechende fiktive System ist von den Gleichungen

$$\frac{d^2e}{dt^2} + \alpha_{21} e = \delta_{\theta 1}(t)\ ;\ t \in I^e_\mu\ ;\ \mu \in N, \tag{36}$$

$$\frac{d^2 i_K}{dt^2} + \alpha_{1K}\frac{di_K}{dt} + \alpha_{2K} i_K = \delta_{\theta K}(t);\ t \in I^i_\nu,\ \nu \in N,\ K \geqslant 2, \tag{37}$$

festgelegt, wobei $\delta_{\theta 1}(t)$, α_{21} und $\delta_{\theta K}(t)$, α_{1K}, α_{2K} die Ausdrücke (26) und (32) haben, in den $k=1$ bzw. $k=K\geqslant 2$ und $\theta_\mu = \theta^e_\mu$ bzw. $\theta_\nu = \theta^i_\nu$ sind. Die Zustandsvariablen des Systems (36), (37) können folgendermaßen definiert werden :

$$z_1 = e,\ z_2 = \dot{z}_1, \qquad (38) \qquad z_3 = i_K,\ z_4 = \dot{z}_3, \qquad (39)$$

so daß aus den Gleichungen (36), (37) noch die Gleichungen

$$\dot{z}_2 + \alpha_{21} z_1 = \delta_{\theta 1}(t), \qquad (40) \qquad \dot{z}_4 + \alpha_{1K} z_4 + \alpha_{2K} z_3 = \delta_{\theta K}(t), \qquad (41)$$

zu erhalten sind.

Die Zustandsgleichungen des fiktiven Eingangssystems (36), (37) haben die Gestalt

$$\dot{z} = A_1 z + B_1 w_\delta, \qquad (42) \qquad w = C_1 z, \qquad (43)$$

wobei

$$z = [z_1\ z_2\ z_3\ z_4]^T,\ w_\delta = [\delta_{\theta 1}(t)\ \ \delta_{\theta K}(t)]^T \tag{44}$$

der Zustands- und der Eingangsvektor sind, und

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\alpha_{21} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -\alpha_{2K} & -\alpha_{1K} \end{bmatrix},\quad B_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix},\quad C_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \tag{45}$$

die Evolutions-, die Eingangs- und die Ausgangsmatrix sind.

3.2. Luenberger-Beobachter

Als Folge der Einführung des fiktiven Systems (42), (43) wird das industrielle elektrische Netzwerk durch die Gleichungen (21), (22) und (42), (43) dargestellt. Für dieses neue System wird ein neuer Zustandsvektor festgelegt, dessen Bestandteile diejenige der Zustandsvektoren x und z sind. Durch die Beseitigung des Vektors w zwischen den Gleichungen (43),

(21), (22) werden die neuen Zustandsgleichungen folgendermaßen geschrieben :

$$\begin{bmatrix}\dot{x}\\ \dot{z}\end{bmatrix}=\left[\begin{array}{c|c}A & BC_1\\ \hline 0 & A_1\end{array}\right]\begin{bmatrix}x\\ z\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\ B_1\end{bmatrix}w_\delta\,, \tag{46}$$

$$v=[C\,|\,DC_1]\begin{bmatrix}x\\ z\end{bmatrix}. \tag{47}$$

Wenn das Paar von Matrizen

$$\mathcal{A}=\left[\begin{array}{c|c}A & BC_1\\ \hline 0 & A_1\end{array}\right],\qquad \mathcal{C}=[C\,|\,DC_1] \tag{48}$$

vollständing beobachtbar ist (bzw. der Zustand des Systems (46), (47) vollständig beobachtbar ist, s. [11], S. 205), d.h.

$$\operatorname{rang}\begin{bmatrix}\mathcal{C}\\ \mathcal{C}\mathcal{A}\\ \mathcal{C}\mathcal{A}^2\\ \vdots\\ \mathcal{C}\mathcal{A}^{m+n+3}\end{bmatrix}=m+n+4, \tag{49}$$

dann gibt es die Matrizen L_1 und L_2, deren Dimensionen $(m+n)\times 2$ und 4×2 sind, so daß das dynamische System

$$\begin{bmatrix}\dot{\hat{x}}\\ \dot{\hat{z}}\end{bmatrix}=\left[\begin{array}{c|c}A+L_1C & BC_1+L_1DC_1\\ \hline L_2C & A_1+L_2DC_1\end{array}\right]\begin{bmatrix}\hat{x}\\ \hat{z}\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}L_1\\ L_2\end{bmatrix}v,\quad \begin{bmatrix}\hat{x}(0)\\ \hat{z}(0)\end{bmatrix}=0, \tag{50}$$

ein asymptotischer Beobachter des Zustandsvektors des Systems (46), (47) (s. [12]...[14]) ist. Dabei ist der Vektor $\begin{bmatrix}\hat{x}\\ \hat{z}\end{bmatrix}$ der Schätzungsvektor des Zustandsvektor $\begin{bmatrix}x\\ z\end{bmatrix}$. Der Fehler

$$\varepsilon=\begin{bmatrix}x\\ z\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}\hat{x}\\ \hat{z}\end{bmatrix} \tag{51}$$

ist die Lösung der Gleichung

$$\dot{\varepsilon}=\left[\begin{array}{c|c}A+L_1C & BC_1+L_1DC_1\\ \hline L_2C & A_1+L_2DC_1\end{array}\right]\varepsilon+\begin{bmatrix}0\\ B_1\end{bmatrix}w_\delta\,,\ \varepsilon(0)=\begin{bmatrix}x(0)\\ z(0)\end{bmatrix}, \tag{52}$$

die durch die Ableitung der Gleichung (51) und die Ersetzung der Gleichungen (46), (50) unter Berücksichtigung der Gleichungen (51), (47) erhalten wird. Die Matrizen L_1, L_2 sind so zu bestimmen, daß alle Eigenwerte der Matrix

$$\mathcal{A}_1=\left[\begin{array}{c|c}A+L_1C & BC_1+L_1DC_1\\ \hline L_1C & A_1+L_2DC_1\end{array}\right] \tag{53}$$

links der Geraden $\mathcal{R}e\, s=\sigma_0\ll 0$ verteilt werden. Dann streben die Bestandteile des Fehlers ε zur Null schneller als die Funktion $e^{\sigma_0 t}$. Die zu den Gleichungen (42), (43) — fiktives Eingangssystem der unzugänglichen Eingänge, (21), (22) — industrielles elektrisches Netzwerk, (50) — L u e n b e r g e r-Beobachter, entsprechende Blockschaltung ist im Abb. 2 dargestellt. Die Bestandteile des Ausgangs z haben folgende Bedeutungen den Gleichungen (38), (39) gemäß

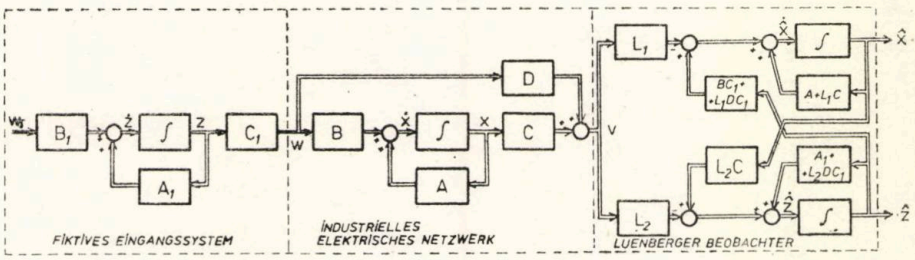

FIKTIVES EINGANGSSYSTEM
INDUSTRIELLES ELEKTRISCHES NETZWERK
LUENBERGER BEOBACHTER

Abb. 2

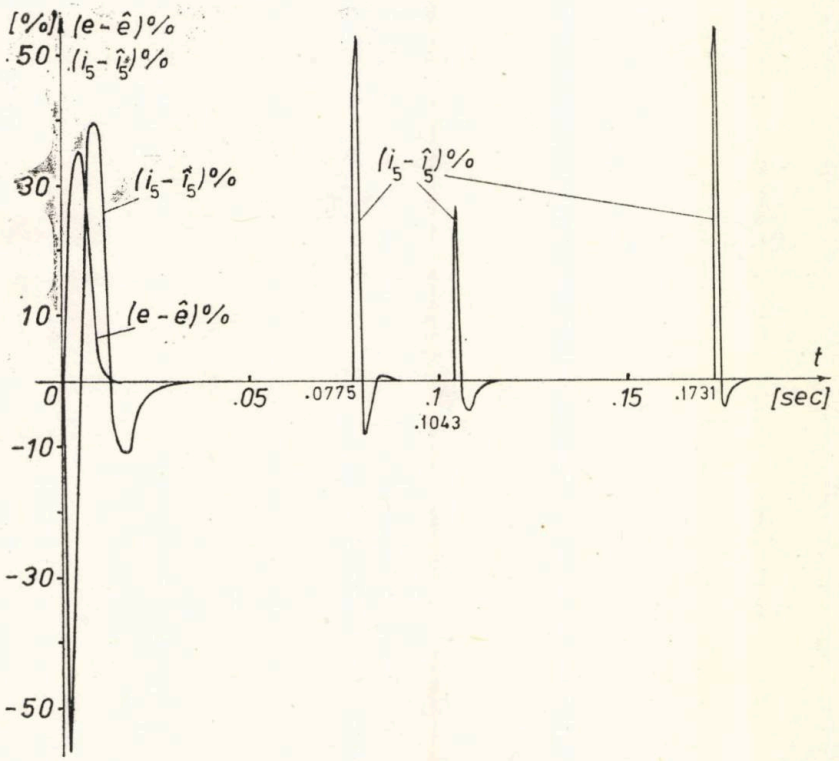
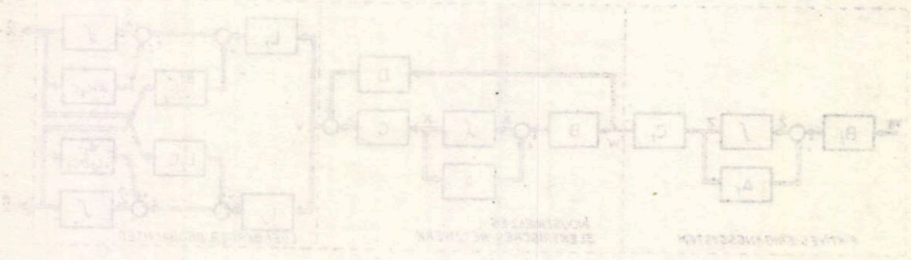
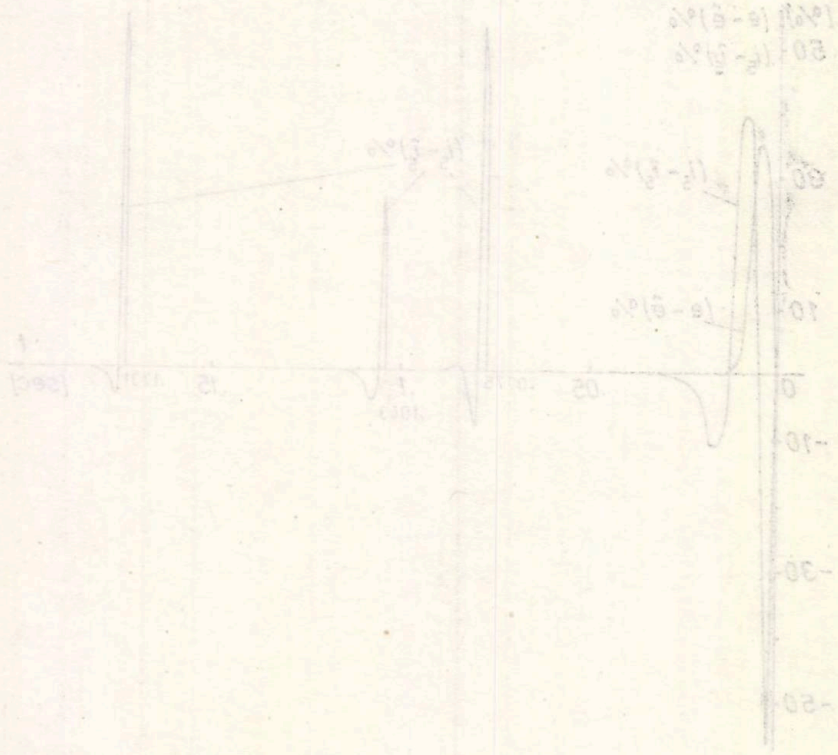

[%]
(e - ê)%
(i5 - î5)%
50
30
10
0
-10
-30
-50
.05
.0775
.1
.1043
.15
.1731
t
[sec]

Abb. 3





$$\hat{z}_1=\hat{e},\ \hat{z}_2=\dot{\hat{e}},\qquad \hat{z}_3=\hat{i}_K,\ z_4=\dot{\hat{i}}_K, \tag{54}$$

d.h., daß $\hat{z}_1$ und $\hat{z}_3$ die Schätzungen der Spannung $e(t)$ und der Störung $i_K(t)$ sind.

Die praktische Verwirklichung des Luenberger-Beobachters (50) stellt noch zwei Fragen, von denen die Qualität der Schätzungen $\hat{e}$ und $\hat{i}_K$ abhängt.

Die erste Frage ist diejenige der Bestimmung der Koeffizienten der Funktionen $Z_{sc}(s)$ und $Y_1(s)$ so genau wie möglich durch die Anwendung eines geeigneten Identifikationsverfahrens des industriellen elektrischen Netzwerkes. Dieses Problem ist der Gegenstand zahlreicher Studien (s.z.B. [17]...[19]), in denen Identifikationsmethoden dynamischer Systeme angewandt werden (s. z.B. [15], [20]).

Die zweite Frage ist diejenige der Bestimmung der $2(m+n+4)$ Unbekannten der Matrizen L_1, L_2. Das ist ein Zuweisungsproblem der Eigenwerte der Matrix $\mathcal{A}_1$, das bei einer von der besonderen Gestalt der Matrizen A, B, C, D, A_1, B_1, C_1 ermöglichten Behandlung zu einem algebraischen System führt ($m+n+4$ Gleichungen mit 2 ($m+n+4$) Unbekannten). Im Anhang B ist die Lösung dieses Problems für das folgende Beispiel dargestellt.

4. Beispiel

Um den Entwurf eines Luenberger-Beobachters zu erläutern, wird das Beispiel von [6], § 3.1, betrachtet für das $m=4$ und $n=3$ sind. Die Werte der Größen und der Koeffizienten sind im Anhang C gegeben. Für diese Werte wird durch ein numerisches Verfahren festgestellt, daß das System (46), (47) vollständig beobachtbar ist.

Der Entwurf eines Luenberger-Beobachters besteht aus der Bestimmung der Matrizen

$$L_1=\begin{bmatrix} l'_{11} & l'_{21} & l'_{31} & l'_{41} & l'_{51} & l'_{61} & l'_{71} \\ l'_{12} & l'_{22} & l'_{32} & l'_{42} & l'_{52} & l'_{62} & l'_{72} \end{bmatrix}^T, \qquad L_2=\begin{bmatrix} l''_{11} & l''_{21} & l''_{31} & l''_{41} \\ l''_{12} & l''_{22} & l''_{32} & l''_{42} \end{bmatrix}^T. \tag{56}$$

Mit diesen Matrizen hat die Matrix $\mathcal{A}_1$ die folgende Gestalt

$$\mathcal{A}_1=\left[\begin{array}{cccc|cc|cc} l'_{11}-a_1 & 1 & 0 & 0 & l'_{12}+b_1 & 0 & l'_{11} & 0 \\ l'_{21}-a_2 & 0 & 1 & 0 & l'_{22}+b_2 & 0 & l'_{21} & 0 \\ l'_{31}-a_3 & 0 & 0 & 1 & l'_{32}+b_3 & 0 & l'_{31} & 0 \\ l'_{41}-a_4 & 0 & 0 & 0 & l'_{42}+b_4 & 0 & l'_{41} & 0 \\ \hline l'_{51}-d_1 & 0 & 0 & 0 & l'_{52}-c_1 & 1 & l'_{51}+d_1 & 0 \\ l'_{61}-d_2 & 0 & 0 & 0 & l'_{62}-c_2 & 0 & l'_{61}+d_2 & 0 \\ l'_{71}-d_3 & 0 & 0 & 0 & l'_{72}-c_3 & 0 & l'_{71}+d_3 & 0 \\ \hline l''_{11} & 0 & 0 & 0 & l''_{12} & 0 & l''_{11} & 1 \\ l''_{21} & 0 & 0 & 0 & l''_{22} & 0 & l''_{21}-\alpha_{21} & 0 \\ l''_{31} & 0 & 0 & 0 & l''_{32} & 0 & l''_{31} & 0 \\ l''_{41} & 0 & 0 & 0 & l''_{42} & 0 & l''_{41} & 0 \end{array}\right] \begin{array}{cc} l'_{11}+b_1 & 0 \\ l'_{21} & 0 \\ l'_{31} & 0 \\ l'_{41} & 0 \\ \hline l'_{51}+d_1 & 0 \\ l'_{61}+d_2 & 0 \\ l'_{71}+d_3 & 0 \\ \hline l''_{12} & 0 \\ l''_{22}-\alpha_{25} & 0 \\ l''_{32} & 1 \\ l''_{42}-\alpha_{35} & 0 \end{array} = \left[\begin{array}{ccc} A'_{11} & 0 & A'_{12} \\ 0 & A''_{11} & A''_{12} \\ A'_{21} & A''_{22} & A_{22} \end{array}\right]. \tag{57}$$

Es ist ersichtlich, daß die Matrix $\mathcal{A}_1$ für $l'_{12}=-b_1$, $l'_{22}=-b_2$, $l'_{32}=-b_3$, $l'_{42}=-b_4$, $l'_{51}=d_1$, $l'_{61}=d_2$, $l'_{71}=d_3$, $l''_{31}=0$, $l''_{41}=0$, $l''_{12}=0$, $l''_{22}=0$ noch weitere 11 Nullelemente bekommt.

Das charakteristische Polynom der Matrix (57), dessen Ausrechnung im Anhang B durchgeführt ist, hat den folgenden Ausdruck:

$$\Delta(s)=\left[s^6+(a_1-l'_{11}-l''_{11})s^5+(a_2-l'_{21}-a_1l''_{11}+\alpha_{21}-l''_{21})s^4+(a_3-l'_{31}-a_2l''_{11}+\alpha_{21}a_1-a_1l''_{21}-\right.$$

$$-\alpha_{21}l'_{11})s^3+(a_4-l'_{41}-a_3l''_{11}+\alpha_{21}a_2-a_2l''_{21}-\alpha_{21}l'_{21})s^2+(-a_4l''_{11}+\alpha_{21}a_3-a_3l''_{21}-\alpha_{21}l'_{31})s+ \tag{58}$$

$$+\alpha_{21}a_4-a_4l''_{21}-\alpha_{21}l'_{41}]\left[s^5+(c_1-l'_{52}-l''_{32})s^4+(c_2-l'_{62}-c_1l''_{32}+\alpha_{25}-l''_{42})s^3+(c_3-l'_{72}-\right.$$

$$\left.-c_2l''_{32}+\alpha_{25}c_1-c_1l''_{42}-\alpha_{25}l'_{52})s^2+(-c_3l''_{32}+\alpha_{25}c_2-c_2l''_{42}-\alpha_{25}l'_{62})s+\alpha_{25}c_3-c_3l''_{42}-\alpha_{25}l'_{72}\right].$$

Mit der Bedingung, daß das Polynom (58) den Wert $s=-10^3$ als Nullstelle 11-ter Ordnung annimt, werden die weiteren 11 Unbekannten der Matrizen L_1, L_2 bestimmt.

Um die vom Luenberger-Beobachter verursachten Schätzungsfehler zu bestimmen werden die Spannung $e(t)$ als rein sinusförmige Größe und die Störung $i_p(t)=i_5(t)$ als stückweise sinusförmige Größe mit $\{\theta^4\}$ Poisson-verteilt und $\{\beta_1^5\}$, $\{\beta_2^5\}$ gleichwertig-verteilt angenommen. Die Schätzungsfehler wurden durch numerische Integration eines Differentialgleichungssystems 11-ter Ordnung (s. Gl. (52)) erhalten und sind im Abb. 3 dargestellt. Es wird bemerkt, daß $e-\hat{e}\approx 0$ und $i_5-\hat{i}_5\approx 0$ sind, ausgenommen kleine Zeitintervalle.

5. Schlußfolgerungen

Es wird eine Schätzungsmöglichkeit der zu direkten Messungen unzugänglichen Störung $i_p(t)$, konventionelle Ursache des Verzerrungsbetriebes der industriellen elektrischen Netzwerke, durch einen Luenberger-Beobachter für dynamische Systeme mit unzugänglichen Eingängen studiert. Wie in einem Beispiel gezeigt wird, in dem der Entwurf eines solchen Beobachters dargestellt ist, ist der vom Luenberger-Beobachter verursachte dynamische Schätzungsfehler der Störung $i_p(t)$ gleich Null, ausgenommen kleine Zeitintervalle. Die praktische Anwendung eines Luenberger-Beobachters würde eine im Entwurf der Dämpfungsfilter anwendbaren statistische Analyse der konventionellen Ursache $i_p(t)$ des Verzerrungsbetriebes ermöglichen.

Anhang A

Anfangsbedingungen für die Differentialgleichung (25)

Für die Vereinfachung der Ausrechnung werden $\mu=1$ und $I_1=[0,\infty)$ angenommen. Die Anfangsbedingungen $\varphi(+0)$, $\varphi'(+0)$,..., $\varphi^{(r-1)}(+0)$ werden unter Anwendung der Laplace-Transformation und des Anfangswertsatzes ausgerechnet.

Es ist bekannt (s. [16], S. 304), daß

$$\int_0^\infty \varphi^{(k+1)}(t)e^{-st}dt = s^{k+1}\int_0^\infty \varphi(t)e^{-st}dt - s^k\varphi(+0)-\ldots-\varphi^{(k)}(+0), \quad (k=0,1,2,3,\ldots), \tag{A.1}$$

ist. Für $s\to\infty$ in (A.1) wird es erhalten

$$\varphi^{(k)}(+0)=\lim_{t\to+0}\varphi^{(k)}(t)=\lim_{s\to\infty}s[s^k\Phi(s)-s^{k-1}\varphi(+0)-\ldots-\varphi^{(k-1)}(+0)], \quad (k=0,1,2,3,\ldots). \tag{A.2}$$

Unter Anwendung der L a p l a c e-Transformation in den Gleichungen (25), (26) für $\varphi(-0)=0$ $\varphi'(-0)=0,\ldots,\varphi^{(r-1)}(-0)=0$ wird es noch den folgenden Ausdruck erhalten :

$$\Phi(s)=\frac{\beta_{11}s^{r-1}+\beta_{21}s^{r-2}+\ldots+\beta_{r-11}s+\beta_{r1}}{s^r+\alpha_1 s^{r-1}+\ldots+\alpha_{r-1}s+\alpha_r}\,. \tag{A.3}$$

Aus (A.3) und (A.2) sind die folgenden Ergebnisse zu erreichen :

$$\begin{cases} \varphi(+0)=\lim\limits_{s\to\infty} s\Phi(s)=\beta_{11}, \\ \varphi'(+0)=\lim\limits_{s\to\infty} s[s\Phi(s)-\varphi(+0)]=\beta_{21}-\alpha_1\beta_{11}=-\begin{vmatrix}\beta_{11} & 1\\ \beta_{21} & \alpha_1\end{vmatrix}, \\ \varphi''(+0)=\lim\limits_{s\to\infty} s[s^2\Phi(s)-s\varphi(+0)-\varphi'(+0)]=\begin{vmatrix}\beta_{11} & 1 & 0\\ \beta_{21} & \alpha_1 & 1\\ \beta_{31} & \alpha_2 & \alpha_1\end{vmatrix}, \\ \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ \varphi^{r-1}(+0)=(-1)^{r-1}\begin{vmatrix}\beta_{11} & 1 & 0 & \ldots & 0 & 0\\ \beta_{21} & \alpha_1 & 1 & \ldots & 0 & 0\\ \beta_{31} & \alpha_2 & \alpha_1 & \ldots & 0 & 0\\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots\\ \beta_{r-11} & \alpha_{r-2} & \alpha_{r-3} & \ldots & \alpha_1 & 1\\ \beta_{r1} & \alpha_{r-1} & \alpha_{r-2} & \ldots & \alpha_2 & \alpha_1\end{vmatrix}, \end{cases} \tag{A.4}$$

die die Abhängigkeit der Anfangswerte $\varphi(+0)$, $\varphi'(+0),\ldots,$ $\varphi^{(r-1)}(+0)$ von den Werten β_{11}, $\beta_{21},\ldots,$ β_{r1} beweisen. Allgemein hängen die Anfangswerte $\varphi(\theta_\mu+0)$, $\varphi'(\theta_\mu+0),\ldots,$ $\ldots\varphi^{(r-1)}(\theta_\mu+0)$ auf jedes Zeitintervall I_μ von den Werten $\beta_{j\mu}$; $(j=1,2,\ldots,r\,;\,\mu\in N)$, ab.

Anhang B

Das charakteristiche Polinom der Matrix (57)

Der angezeigten Einteilung der Matrix (57) und der für $l'_{12},\ldots,$ l'_{42}, $l'_{51},\ldots,$ l'_{71}, l''_{31}, l''_{41}, l''_{12}, l''_{22} angenommenen Werte gemäß wird das charakteristische Polynom aus dem folgenden Ausdruck erhalten :

$$\Delta(s)=\det\left[\begin{array}{c|c|c} Is-A'_{11} & 0 & -A'_{12}\\ \hline 0 & Is-A''_{11} & -A''_{12}\\ \hline -A'_{12} & -A''_{21} & Is-A_{22}\end{array}\right]. \tag{B.1}$$

Unter der Anwendung der S c h u r schen Formel

$$\det\left[\begin{array}{c|c} X & Y\\ \hline W & Z\end{array}\right]=\det X\cdot\det(Z-WX^{-1}Y),\ \det X\neq 0, \tag{B.2}$$

wird (B.1) wie folgt ausgerechnet

$$\Delta(s)=\det\left[\begin{array}{c|c} Is-A'_{11} & 0 \\ \hline 0 & Is-A''_{11} \end{array}\right]\cdot\det\left\{Is-A_{22}-[A'_{21}\,|\,A''_{21}]\left[\begin{array}{c|c} Is-A'_{11} & 0 \\ \hline 0 & Is-A''_{11} \end{array}\right]^{-1}\times\right.$$

(B.3)
$$\left.\times\left[\begin{array}{c} A'_{12} \\ \hline A''_{12} \end{array}\right]\right\}=\det\left(Is-A'_{11}\right)\cdot\det\left(Is-A''_{11}\right)\cdot\det\{Is-A_{22}-A'_{21}(Is-A'_{11})^{-1}A'_{12}-$$
$$-A''_{21}(Is-A''_{11})^{-1}A''_{12}\}\,.$$

Mit den Festlegungen

(B.4)
$$\begin{cases}\Delta_1(s)=\det\left(Is-A'_{11}\right)=s^4+(a_1-l'_{11})s^3+(a_2-l'_{21})s^2+(a_3-l'_{31})s+a_4-l'_{41},\\ \Delta_2(s)=\det\left(Is-A''_{11}\right)=s^3+(c_1-l'_{52})s^2+(c_2-l'_{62})s+c_3-l'_{72},\end{cases}$$

(B.5)
$$\Delta_3(s)=l'_{11}s^3+l'_{21}s^2+l'_{31}s+l'_{41},\qquad \Delta_4(s)=l'_{52}s^2+l'_{62}s+l'_{72}\ ,$$

wird der Ausdruck (B.3) folgendermaßen verarbeitet:

(B.6)
$$\Delta(s)=\Delta_1(s)\,\Delta_2(s)\,\det\left\{Is-A_{22}-A'_{21}\,\mathrm{adj}(Is-A'_{11})\frac{A'_{12}}{\Delta_1(s)}-A''_{21}\,\mathrm{adj}\,(Is-A''_{11})\frac{A''_{12}}{\Delta_2(s)}\right\},$$

worin

$$A'_{21}\,\mathrm{adj}\,(Is-A'_{11})A'_{12}=\begin{bmatrix} l''_{11} & 0 & 0 & 0\\ l''_{21} & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix} s^3 & s^2 & s & 1\\ x & x & x & x\\ x & x & x & x\\ x & x & x & x\end{bmatrix}\begin{bmatrix} l'_{11} & 0 & 0 & 0\\ l'_{21} & 0 & 0 & 0\\ l'_{31} & 0 & 0 & 0\\ l'_{41} & 0 & 0 & 0\end{bmatrix}=$$

(B.7)
$$=\begin{bmatrix} l''_{11}\Delta_3(s) & 0 & 0 & 0\\ l''_{21}\Delta_3(s) & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0\end{bmatrix},$$

$$A''_{21}\,\mathrm{adj}\,(Is-A''_{11})A''_{2}=\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0\\ l''_{32} & 0 & 0\\ l''_{42} & 0 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix} s^2 & s & 1\\ x & x & x\\ x & x & x\end{bmatrix}\begin{bmatrix} 2d_1 & 0 & l'_{52} & 0\\ 2d_2 & 0 & l'_{62} & 0\\ 2d_3 & 0 & l'_{72} & 0\end{bmatrix}=$$

(B.8)
$$=\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0\\ x & 0 & l''_{32}\Delta_4(s) & 0\\ x & 0 & l''_{42}\Delta_4(s) & 0\end{bmatrix},$$

so daß das charakteristische Polynom wird

$$\Delta(s)=\Delta_1(s)\,\Delta_2(s)\,\det\begin{bmatrix} s-l''_{11}-l''_{11}\dfrac{\Delta_3(s)}{\Delta_1(s)} & -1\\ \alpha_{21}-l''_{21}-l''_{21}\dfrac{\Delta_3(s)}{\Delta_1(s)} & s\end{bmatrix}\cdot\det\begin{bmatrix} s-l''_{32}-l''_{32}\dfrac{\Delta_4(s)}{\Delta_2(s)} & -1\\ \alpha_{25}-l''_{42}-l''_{42}\dfrac{\Delta_4(s)}{\Delta_2(s)} & s\end{bmatrix}=$$

(B.9)
$$=[s^2\Delta_1(s)-l''_{11}s\Delta_1(s)-l''_{11}s\Delta_3(s)+\alpha_{21}\Delta_1(s)-l''_{21}\Delta_1(s)-l''_{21}\Delta_3(s)]\,[s^2\Delta_2(s)-l''_{32}s\Delta_2(s)-$$
$$-l''_{32}s\Delta_4(s)++\alpha_{25}\Delta_2(s)-l''_{42}\Delta_2(s)-l''_{42}\Delta_4(s)]\ ,$$

von dem der Ausdruck (57) zu erhalten ist.

Anhang C

Numerische Werte fürs Beispiel

$a_1=847{,}34$; $a_2=14{,}752\cdot 10^8$; $a_3=49{,}147\cdot 10^{10}$; $a_4=65{,}328\cdot 10^{13}$; $b_1=21{,}053\cdot 10^6$; $b_2=17{,}838\cdot 10^9$; $b_3=61{,}945\cdot 10^{12}$; $b_4=21{,}134\cdot 10^{15}$; $c_1=63{,}243$; $c_2=71{,}34\cdot 10^2$; $c_3=14{,}472\cdot 10^4$; $d_1=0{,}208$; $d_2=4{,}914$; $d_3=30{,}988$; $T=0{,}02$ [Sek] ; $K=5$; $\rho_1=\rho_5=0$; $l'_{11}=-51{,}445\cdot 10^2$; $l'_{21}=14{,}603\cdot 10^8$; $l'_{31}=48{,}429\cdot 10^{10}$; $l'_{41}=64{,}398\cdot 10^{13}$; $l'_{52}=-36{,}859\cdot 10^2$; $l'_{62}=-20{,}055\cdot 10^5$; $l'_{72}=-40{,}537\cdot 10^7$; $l''_{11}=-8{,}112$; $l''_{21}=-12{,}743\cdot 10$; $l''_{32}=-12{,}508\cdot 10^2$; $l''_{42}=-54{,}433\cdot 10^5$; $\theta_1^e=0$; $A_{11}=\beta_{11}^{1'}=0$; $B_{11}=\sqrt{2}\cdot 115\cdot 10^3$ [V] $\left(\beta_{21}^1=\frac{2\pi}{T}B_{11}=\sqrt{2}\pi 115\cdot 10^5\right)$; $\theta_1^f=0$; $\theta_2=0{,}0775$; $\theta_3^f=0{,}1043$; $\theta_4^f=0{,}1731$; ... (Poisson-Verteilung aufs Zeitintervall $[0{,}02,\infty)$) ; $A_{51}=\beta_{11}^5=0$; $A_{52}=\beta_{12}^5=\sqrt{2}\cdot 5{,}23$ [A] ; $A_{53}=\beta_{13}^5=\sqrt{2}\cdot 2{,}78$[A] ; $A_{54}=\beta_{14}^5=\sqrt{2}\cdot 6{,}12$[A] ; ... (gleichwertige Verteilung aufs Stromintervall $[0,\sqrt{2}\cdot 12]$) ; $B_{51}=\beta_{21}^5=0$; $B_{52}=\sqrt{2}\cdot 8{,}97$[A] $(\beta_{22}^5=\frac{2K\pi}{T}B_{52}=\sqrt{2\pi}\,4{,}845\cdot 10^3)$; $B_{53}=\sqrt{2}\cdot 4{,}42$[A] $(\beta_{23}^5=\sqrt{2\pi}\,2{,}21\cdot 10^3)$; $B_{54}=\sqrt{2}\cdot 6{,}12$ [A] $(\beta_{24}^5=\sqrt{2\pi}3{,}06\cdot 10^3)$ ... (gleichwertige Verteilung aufs Stromintervall $[0,\sqrt{2}\cdot 12]$.

Eingegangen am 26. April 1980

Tehnische Hochschule, Jassy,
Lehrstuhl für Elektroenergieanwendung und Regelungstechnik

LITERATURVERZEICHNIS

1. Voicu M., Sebastian L., *Analyse des Verzerrungsbetriebes von industriell angewandten elektrischen Netzwerken mittels dynamisch-statistischer Methoden.* ETZ-A, **95**, *6*, 310–315 (1974).
2. Voicu M., *Asupra compensării optimale a regimului deformant din rețelele electrice industriale prin folosirea unor filtre Wiener autoadaptive.* Diss., TH Jassy, 1974.
3. Voicu M., *Über die Entwurfsvoraussetzungen der für die Dämpfung des Verzerrungsbetriebes von industriellen elektrischen Netzwerken bestimmten Resonanzfilter.* Bul. Inst. polit., Iași, **20(24)**, *3–4*, s. III, 83–90 (1975).
4. Voicu M., *Verzerrungsbetrieb als stochastischer Prozess. Eine allgemeine äquivalente Schaltung des elektrischen industriellen Netzwerkes, Unterlage des Verzerrungsbetriebes.* Bul. Inst. polit., Iași, **22 (26)**, *3–4*, s. III, 45–50 (1976).
5. Voicu M., *Analyse der inner-stochastischen Störung, formelle Ursache des Verzerrungsbetriebes von elektrischen industriellen Netzwerken mittels dynamisch-statistischer Methoden.* Bul. Inst. polit., Iași, **23 (27)**, *3–4*, s. III, 53–60 (1977).
6. Voicu M., *Digitale Simulation des Verzerrungsbetriebes von elektrischen industriellen Netzwerken als stochastischer Prozess.* Bul. Inst. polit., Iași, **24 (28)**, *1–2*, s. III, 77–84 (1978).
7. Voicu M., *Wienerfilter für die optimale Dämpfung des Verzerrungsbetriebes von industriellen elektrischen Netzwerken.* Bul. Inst. polit. Iași, **25 (29)**, *1–2*, s. III, 51–64 (1979).
8. Voicu M., *Adaptive Wienerfilter für die optimale Dämpfung des Verzerrungsbetriebes von industriellen elektrischen Netzwerken.* Bul. Inst. polit., Iași, **25 (29)**, *3–4*, s. III, 77–86 (1979).
9. Voicu M., *Probleme teoretice privind calculul filtrelor variante pentru compensarea optimală a regimului deformant.* Electrotehnica, **26**, *5*, 155–159 (1978).
10. Schlitt H., *Stochastische Vorgänge in linearen und nichtlinearen Regelkreisen.* Vieweg & Sohn, Braunschweig, 1968.
11. Wolovich W. A., *Linear Multivariable Systems.* Springer-Verlag, New York, Heidelberg, Berlin, 1974.

12. Johnson C. D., *Accomodation of External Disturbances in Linear Regulator and Servomecanism Problems.* IEEE Trans., **AC-16**, *6*, 635–644 (1971).
13. Johnson C. D., *Accomodation of Disturbances in Optimal Control Problems.* International J. Control, **15**, *2*, 209–231 (1972).
14. Johnson C. D., *On Observers for Systems with Unknown and Inaccessible Inputs.* International J. Control, **21**, *5*, 825–831 (1975).
15. Unbehauen H., Göhring B., *Parameterschätzverfahren zur Systemidentifikation.* R. Oldenbourg-Verlag, München, Wien, 1974.
16. Doetsch G., *Funktionaltransformationen.* In: *Mathematische Hilfsmittel des Ingenieurs*, Bd. I, Hrsgb. von R. Sauer und I. Szabo, Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, 1967.
17. Borget G., Irving E., *Identification des réseaux électriques. Présentation des méthodes.* RGÉ, **82**, *9*, 563–567 (1973).
18. Pavard M., *Identification des réseaux électriques. Identification des réseaux moyenne tension radiaux.* RGÉ, **82**, *9*, 568–572 (1973).
19. Barbier C., Logeay Y., *Identification des réseaux électriques. Application au réseau de transport et aux unités de production.* RGÉ, **82**, *9*, 573–582 (1973).
20. Eykhoff P., *System Identification.* J. Wiley & Sons, New York, 1974.
21. Föllinger O., *Laplace- und Fourier-Transformation.* Elitera-Verlag, Berlin, 1977.

ESTIMAREA ARMONICILOR SUPERIOARE DE CURENT ALE SURSEI CONVENȚIONALE A REGIMULUI DEFORMANT DIN REȚELELE ELECTRICE INDUSTRIALE CU AJUTORUL OBSERVERULUI LUENBERGER

(Rezumat)

Se studiază o posibilitate de estimare a armonicilor superioare de curent, inaccesibile la măsurări directe, injectate de sursa internă convențională a consumatorului electric deformant, cu ajutorul unui observer Luenberger, pentru sisteme dinamice liniare cu intrări inaccesibile la măsurători. Cazul unei rețele electrice industriale cu un model matematic de ordinul 7 exemplifică calculul unui observer Luenberger și oferă ocazia evaluării erorilor dinamice introduse de acest observer.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXVI (XXX), fasc. 3—4, 1980
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ.
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.Z. 621-52 ; 621.944

CIRCUIT SECVENŢIAL PENTRU FORMAREA SEMNALELOR DE PISTAJ LA UN LAMINOR REVERSIBIL*)

DE

CORNELIU HUŢANU şi COSTICĂ CATANĂ

1. Introducere

Conducerea, cu ajutorul unui calculator, a procesului de laminare, impune formarea semnalelor de pistaj pentru lingourile şi laminatele din fluxul tehnologic. În lucrare se prezintă sinteza unui circuit secvenţial pentru elaborarea automată a semnalelor de pistaj pentru calculatorul de proces de la un laminor reversibil. Sinteza se realizează cu triggere SR.

2. Condiţiile şi datele problemei de sinteză

Semnalele primare de la proces sînt obţinute de la perechi de elemente sesizoare (fotocelule sau fotorezistoare) montate pe linia de laminare. Distanţa între două sesizoare perechi se stabileşte astfel ca să se asigure funcţionarea lor succesivă la trecerea lingourilor şi laminatelor. Folosirea perechilor de sesizoare dispuse la distanţă convenabilă permite elaborarea corectă a semnalelor de pistaj pentru trecerea completă a lingourilor sau laminatelor. Se pot obţine astfel patru semnale distincte în funcţie de fluxul tehnologic direct sau invers. Niciodată cele patru semnale nu pot apare simultan.

Se pot utiliza următoarele notaţii pentru semnalele care provin de la sesizoare, considerînd deplasarea materialului în sensul fluxului tehnologic direct : x_1, laminatul sau lingoul se află în faţa primului sesizor ; x_2, laminatul sau lingoul se află în faţa ambelor sesizoare ; x_3, laminatul sau lingoul nu se află în faţa sesizoarelor.

Dacă se realizează succesiunea directă completă $x_1 \to x_2 \to x_3 \to x_4$, circuitul trebuie să elaboreze un semnal la ieşire (I). Pentru o succesiune inversă completă $x_3 \to x_2 \to x_1 \to x_4$ şi pentru orice succesiune incompletă, în ambele sensuri de laminare, circuitul nu trebuie să elaboreze semnal

*) Prezentată la al IV-lea Simpozion de informatică şi conducere, Cluj-Napoca, 10—13 mai 1978.

la ieșirea I. Ultimile condiții derivă din funcționarea reversibilă a laminorului.

În cazul elaborării unui semnal la ieșire acesta trebuie să se mențină reglabil, un timp determinat, după care e necesar să dispară pentru a permite circuitului o nouă funcționare. Se notează timpul asociat semnalului I, de ieșire, cu t. Pentru cazul cînd se realizează un ciclu complet în sens invers, circuitul trebuie să elaboreze un semnal N care permite readucerea acestuia în starea inițială. Se notează cu n semnalul atașat variabilei N.

3. Sinteza circuitului de pistaj

Din cele prezentate în §2 rezultă că circuitul poate fi privit ca un automat finit cu patru borne de intrare și două de ieșire, avînd definite: a) $\{x_1, x_2, x_3, x_4\}$ — mulțimea semnalelor de intrare; b) $\{I, N\}$ — mulțimea semnalelor de ieșire; c) $\{t, n\}$ — mulțimea semnalelor secundare atașate semnalelor de ieșire.

Pentru realizarea sintezei este necesar să se determine mulțimea stărilor automatului și apoi semnalele secundare de stare. Din condițiile problemei se stabilește graful atașat automatului (fig. 1). Se observă că acesta conține două căi principale corespunzătoare succesiunii directe (s_0-s_1-s_3-s_4-s_0) și inverse (s_0-s_5-s_6-s_7-s_8-s_0). Graful stabilit satisface și condițiile de succesiune incompletă a semnalelor de intrare.

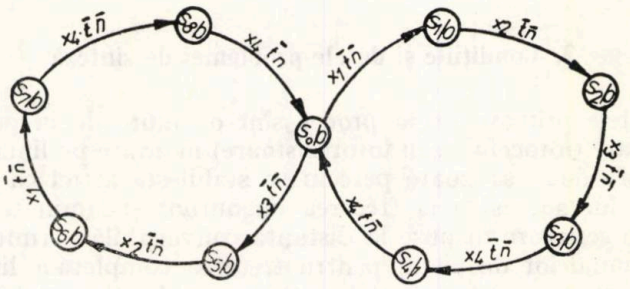


Fig. 1

Rezultă mulțimea stărilor $S=\{s_0, s_1, s_2, s_3, s_4, s_5, s_6, s_7, s_8\}$ și ca urmare numărul necesar de triggere $n_T \geqslant \log_2 |S| = \log_2 9$. Sînt necesare deci 4 triggere. În relația de mai sus $|S|$ este cardinalul mulțimii S.

Sinteza cu triggere impune programarea acestora [3] în așa fel încît prin alocarea semnalelor secundare să se asigure funcționarea descrisă prin graf. Din graf, pentru un număr mare de variabile, este dificil să se stabilească cea mai bună alocare care să asigure și condiția de „bună funcționare tehnică". De asemenea este greu să se stabilească exact stările redondante și deci combinațiile indiferente ale semnalelor de intrare și secundare de stare. Stabilirea combinațiilor strict necesare pentru asigurarea tuturor condițiilor impuse automatului este posibilă construind diagrama de faze [1], [3]. Această diagramă, prezentată în fig. 2, conține condi-

țiile exprimate în graf în succesiune temporală. Prin Y_1, Y_2, Y_3, Y_4 s-au notat semnalele de excitație a celor patru triggere iar prin y_1, y_2, y_3, y_4 — semnalele secundare de stare corespunzătoare. Diagrama de faze permite direct alocarea semnalelor secundare și codificarea combinațiilor semnalelor de intrare și secundare de stare. Este avantajos să se folosească în codificare codul octal, mai ales pentru un număr ridicat de variabile binare. În partea inferioară a diagramei de faze sînt indicate combinațiile codificate în octal.

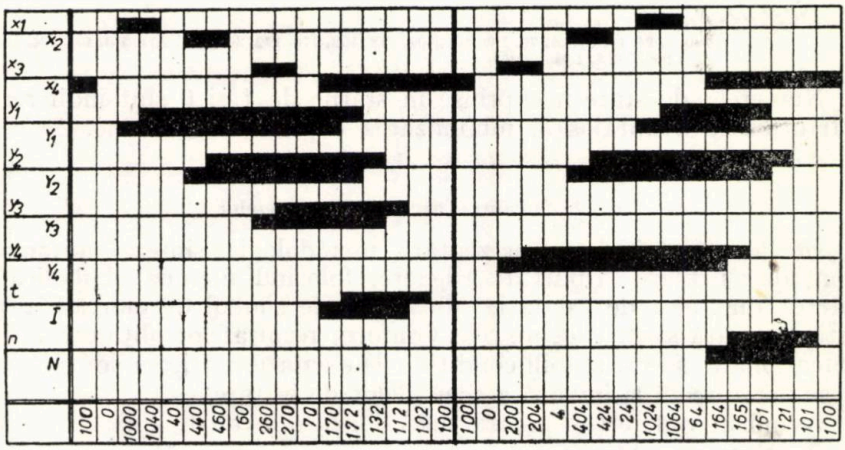


Fig. 2

3.1. Stabilirea excitațiilor triggerelor și a funcțiilor booleene de ieșire

Cunoașterea combinațiilor semnalelor de intrare și secundare de stare în cod octal permite abordarea sintezei și minimizării prin metoda simbolică [1]. Numerele în cod octal din diagrama de faze constituie în acest caz numerele de stare.

Din diagrama de faze (fig. 2) se pot stabili imediat simbolurile de marcare pentru funcțiile de excitație și de ieșire :

a) pentru succesiunea directă a semnalelor de intrare :

(1 a)

$$Y_1 = D^{x_1x_2x_3x_4y_1y_2y_3y_4In}_{1:\ (40,\ 60,\ 70,\ 170,\ 260,\ 270,\ 440,\ 460,\ 1\,000,\ 1\,040)}_{0:\ (0,\ 100,\ 102,\ 112.\ 132,\ 172)}$$

$$Y_2 = D^{x_1x_2x_3x_4y_1y_2y_3y_4In}_{1:\ (60,\ 70,\ 172.\ 260,\ 270,\ 440,\ 460)}_{0:\ (0,\ 40,\ 100,\ 102,\ 112,\ 132,\ 1\,000,\ 1\,040)}$$

$$Y_3 = D^{x_1x_2x_3x_4y_1y_2y_3y_4In}_{1:\ (70,\ 132,\ 170,\ 172,\ 260,\ 270)}_{0:\ (0,\ 40,\ 60,\ 100,\ 102,\ 112,\ 440,\ 460,\ 1\,000,\ 1\,040)}$$

$$I = D^{x_1x_2x_3x_4y_1y_2y_3y_4In}_{1:\ (112,\ 132,\ 170,\ 172)}_{0:\ (0,\ 4,\ 24,\ 40,\ 60,\ 64,\ 70,\ 100,\ 101,\ 102,\ 121,\ 161,\ 164,\ 165,\ 200,\ 204,\ 260,\ 270,\ 404,\ 424,\ 440,\ 460\ 1\,000,\ 1\,024,\ 1\,040,\ 1\,064)}$$

b) pentru succesiunea inversă a semnalelor de intrare :

$$Y_1 = D^{x_1x_2x_3x_4y_1y_2y_3y_4tn}_{\substack{1:\ (64,\ 164,\ 165,\ 1\,024,\ 1\,064)\\ 0:\ (0,\ 4,\ 24,\ 100,\ 101,\ 121,\ 161,\ 200,\ 204,\ 404,\ 424)}}$$

$$Y_2 = D^{x_1x_2x_3x_4y_1y_2y_3y_4tn}_{\substack{1:\ (24,\ 64,\ 161,\ 164,\ 165,\ 404.\ 424,\ 1\,024,\ 1\,064)\\ 0:\ (0,\ 4,\ 100,\ 101,\ 121,\ 200,\ 204)}}$$

(1 b)

$$Y_4 = D^{x_1x_2x_3x_4y_1y_2y_3y_4tn}_{\substack{1:\ (4.\ 24,\ 64,\ 164,\ 200,\ 204,\ 404,\ 424,\ 1\,024,\ 1\,064)\\ 0:\ (0,\ 100,\ 101,\ 121,\ 161,\ 165)}}$$

$$N = D^{x_1x_2x_3x_4y_1y_2y_3y_4tn}_{\substack{1:\ (121,\ 161,\ 164,\ 165)\\ 0:\ (0,\ 4,\ 24,\ 40,\ 60,\ 64,\ 70,\ 100,\ 101,\ 102,\ 112,\ 132,\ 170,\ 172,\ 200,\ 204,\ 260,\ 270,\ 404,\ 424,\ 440,\ 460,\\ 1\,000,\ 1\,024,\ 1\,040,\ 1\,064)}}$$

Numerele de stare necuprinse în stările de 1 şi 0 sînt indiferente şi pot fi utilizate avantajos la minimizarea expresiilor booleene.

3.2. Stabilirea excitaţiilor triggerelor

În lucrarea [2] este prezentată metodologia sintezei automatelor secvenţiale cu diferite tipuri de triggere, folosind metoda simbolică. Cunoaşterea funcţiilor de excitaţie sub formă de simbol de marcare permite sinteza imediată şi cu triggere SR. Conform rezultatelor obţinute în lucrarea menţionată se vor stabili condiţiile de excitaţie a triggerelor SR pentru succesiunea directă şi inversă a semnalelor de intrare.

Avînd în vedere (1), pentru succesiunea directă de aplicare a semnalelor de intrare se obţine :

a) Pentru primul trigger

$$S_1 = D^{x_1x_2x_3x_4y_1y_2y_3y_4tn}_{\substack{1:\ 40^*,\ 60^*,\ 70^*,\ 170^*,\ 260^*,\ 270^*,\ 440^*,\ 460^*,\ 1\,000,\ 1\,040^*)\\ 0:\ (0,\ 100,\ 102,\ 112,\ 132,\ 172)}}$$

$$R_1 = D^{x_1x_2x_3x_4y_1y_2y_3y_4tn}_{\substack{1:\ (0^*,\ 100^*,\ 102^*,\ 112^*,\ 132^*,\ 172)\\ 0:\ (40,\ 60,\ 70,\ 170,\ 260,\ 270,\ 440,\ 460,\ 1\,000\ 1\,040)}}$$

Numerele de stare neobligatorii (indiferente) pentru excitarea triggerului s-au notat cu asterisc (*). Considerînd pentru fiecare funcţie de excitaţie, S_1 şi R_1, numerele de stare obligatorii, se obţin următoarele liste de adiacenţă :

1° pentru S_1

$$\begin{array}{l}
\qquad\qquad\quad {}^{1}\qquad\quad {}^{2}\qquad\qquad\quad {}^{4}\qquad\qquad\qquad\quad {}^{10}\qquad\qquad\quad {}^{20}\\
40\ \underline{-\ 1\,000}/1\,001/1\,002\ \ 1\,003/1\,004\ \ldots\ 1\,007/1\,010\ \ldots\ 1\,017/1\,020\ \ldots 1\,037\\
\quad 100\ \underline{1\,040}\\
\qquad\quad 1\,100\\
\quad 200\ \underline{1\,140}\\
\qquad\quad 1\,200\\
\qquad\quad \ldots\\
\quad 400\ \underline{1\,340}\\
\qquad\quad 1\,400\\
\qquad\quad \ldots
\end{array}$$

$$\Rightarrow D^{x_1x_2x_3x_4y_1y_2y_3y_4t\ n}_{1\ \underline{0\,0\,0\,0\,0\,0\,0\,0\,0}} = x_1.$$

2° pentru R_1

$$\begin{array}{r} \\ 200 \\ \\ 400 \\ \\ 1\,000 \\ \\ \end{array}\begin{array}{l} \overset{1}{-172}\,/\overset{4}{173}/176\ \ \overset{10}{177}/162\ \ldots\ \overset{20}{165}/152\ \ldots\ \overset{40}{145}/132\ \ldots\ \overset{100}{105}/72\ \ldots\ 5 \\ \overline{372} \\ \overline{572} \\ \overline{772} \\ \overline{1\,172} \\ \ldots \end{array} \qquad \Rightarrow D^{x_1x_2x_3x_4y_1y_2y_3y_4t\,n}_{\underline{0\,0\,0\,0\,1\,1\,1\,0}\,1\,\underline{0}} = t.$$

Rezultă astfel pentru primul trigger condiţiile de excitaţie :

$$S_1 = x_1 \text{ şi } R_1 = t.$$

b) Pentru al doilea trigger

$$S_2 = D^{x_1x_2x_3x_4y_1y_2y_3y_4tn}_{\substack{1:\,(60^*,\,70^*,\,170^*,\,172^*,\,260^*,\,270^*,\,440,\,460^*)\\ 0:\,(0,\,40,\,100,\,102,\,112,\,132,\,1\,000,\,1\,040)}}$$

$$\begin{array}{r} \\ 100 \\ \\ 200 \\ \\ 1\,000 \\ \\ \end{array}\begin{array}{l} \overset{1}{-440}/\overset{2}{441}/442\ \ \overset{4}{443}/444\ \ldots\ \overset{10}{447}/450\ \ldots\ \overset{20}{457}/460\ \ldots\ \overset{40}{477}/400\ \ldots\ 437 \\ \overline{540} \\ \overline{640} \\ \overline{740} \\ \overline{1\,440} \\ \ldots \end{array} \qquad \Rightarrow D^{x_1x_2x_3x_4y_1y_2y_3y_4t\,n}_{\underline{0}\,\underline{1\,0\,0\,1\,0\,0\,0\,0\,0}} = x_2.$$

$$R_2 = D^{x_1x_2x_3x_4y_1y_2y_3y_4tn}_{\substack{1:\,(0^*,\,40^*,\,100^*,\,102^*,\,112^*,\,132,\,1\,000^*,\,1\,040^*)\\ 0:\,(60,\,70,\,170,\,172,\,260,\,270,\,440,\,460)}}$$

$$\begin{array}{r} \\ 200 \\ \\ 400 \\ \\ 1\,000 \\ \\ \end{array}\begin{array}{l} \overset{1}{-132}/\overset{2}{133}/130\ \ \overset{4}{131}/136\ \ldots\ \overset{10}{135}/122\ \ldots\ \overset{20}{125}/112\ \ldots\ \overset{100}{105}/32\ \ldots\ 5 \\ \overline{332} \\ \overline{532} \\ \overline{732} \\ \overline{1\,132} \\ \ldots \end{array} \qquad \Rightarrow D^{x_1x_2x_3x_4y_1y_2y_3y_4t\,n}_{\underline{0\,0\,0\,1\,0}\,\underline{1\,1\,0\,1\,0}} = \overline{y}_1.$$

c) Pentru al treilea trigger

$$S_3 = D^{x_1x_2x_3x_4y_1y_2y_3y_4tn}_{\substack{1:\,(70^*,\,132^*,\,170^*,\,172^*,\,260,\,270^*)\\ 0:\,(0,\,40,\,60,\,100,\,102,\,112,\,440,\,460,\,1\,000,\,1\,040)}}$$

$$\begin{array}{r} \\ 100 \\ \\ 400 \\ \\ 1\,000 \\ \\ \end{array}\begin{array}{l} \overset{1}{-260}/\overset{2}{261}/262\ \ \overset{4}{263}/264\ \ldots\ \overset{10}{267}/270\ \ldots\ \overset{20}{277}/240\ \ldots\ \overset{40}{257}/220\ \ldots\ 217 \\ \overline{360} \\ \overline{660} \\ \overline{760} \\ \overline{1\,260} \\ \ldots \end{array} \qquad \Rightarrow D^{x_1x_2x_3x_4y_1y_2y_3y_4t\,n}_{\underline{0\,0}\,1\,\underline{0\,1\,1\,0\,0\,0\,0}} = x_3.$$

$$R_3 = D^{x_1x_2x_3x_4y_1y_2y_3y_4tn}_{\substack{1:\,(0^*,\,40^*,\,60^*,\,100^*,\,102^*,\,112,\,440^*,\,460^*,\,1\,000^*,\,1\,040^*)\\ 0:\,(70,\,132,\,170,\,172,\,260,\,270)}}$$

$$
\begin{array}{r}
\overset{1}{}\ \overset{2}{}\ \overset{4}{}\ \overset{10}{}\ \overset{40}{}\ \overset{100}{} \\
200\ \underline{-112}/113/110\ 111/116 \ldots 115/102 \ldots 105/152 \ldots 145/12 \ldots 45 \\
400\ \underline{312} \\
512 \\
1\,000\ \underline{712} \\
1\,112 \\
\ldots
\end{array}
\qquad \Rightarrow D^{x_1x_2x_3x_4y_1y_2y_3y_4tn}_{\underline{0\,0\,0\,1\,0}\,0\,\underline{1\,0\,1\,0}} = \bar{y}_2.
$$

Astfel, pentru succesiunea directă a semnalelor de intrare sînt necesare următoarele excitaţii pentru triggere :

$$S_1 = x_1,\ R_1 = t,\ S_2 = x_2,\ R_2 = \bar{y}_1,\ S_3 = x_3,\ R_3 = \bar{y}_2.$$

Într-un mod similar se procedează şi pentru succesiunea inversă a semnalelor de intrare. Ţinînd cont de expresiile din (1), în urma minimizării se obţine :

$$S_1 = x_1,\ R_1 = \bar{y}_4,\ S_2 = x_2,\ R_2 = x_4\bar{y}_1,\ S_4 = x_3,\ R_4 = n.$$

Se observă că pentru S_1 şi S_2 condiţiile sînt aceleaşi pentru ambele succesiuni, fiind diferite pentru R_1 şi R_2. În ceea ce priveşte pe R_2 se poate observa că expresia pentru sens direct acoperă şi expresia minimală pentru sens invers.

Pentru a avea certitudinea unei funcţionări corecte este necesar să se verifice dacă pentru triggerul 3 nu apar condiţii suplimentare la succesiunea inversă şi pentru triggerul 4 la succesiunea directă. În acest caz simbolurile de marcare pentru Y_3 şi Y_4 se obţin din diagrama de faze considerînd nedisjunctă mulţimea numerelor de stare care aplică cele două funcţii în 0 :

$$Y_3 = D^{x_1x_2x_3x_4y_1y_2y_3y_4tn}_{\substack{1:\ (70,\ 132,\ 170,\ 172,\ 260,\ 270) \\ 0:\ (0,\ 4,\ 24,\ 40,\ 60,\ 64,\ 100,\ 101,\ 102,\ 112,\ 121,\ 161,\ 164,\ 165,\ 200,\ 204,\ 404,\ 424,\ 440,\ 460,\ 1\,000,\ 1\,024,\ 1\,040,\ 1\,064)}}$$

$$Y_4 = D^{x_1x_2x_3x_4y_1y_2y_3y_4tn}_{\substack{1:\ (4,\ 24,\ 64,\ 164,\ 200,\ 204,\ 404,\ 424,\ 1\,024,\ 1064) \\ 0:\ (0,\ 40,\ 60,\ 70,\ 100,\ 101,\ 102,\ 112,\ 121,\ 132,\ 161,\ 165,\ 170,\ 172,\ 260,\ 270,\ 440,\ 460,\ 1\,000,\ 1\,040)}}$$

Stabilind excitaţiile în acelaşi mod cum s-a procedat mai înainte rezultă :

$$S_3 = x_3y_1,\ S_4 = \bar{y}_1,\ R_3 = \bar{y}_2,\ R_4 = n.$$

Se observă că faţă de excitaţiile obţinute numai pentru o succesiune, directă şi respectiv inversă, se modifică S_3 si S_4. Şi în acest caz pentru S_3 în sens direct se asigură o acoperire a expresiei minimale x_3y_1.

Din cele de mai sus rezultă următoarele expresii minimale pentru excitaţiile triggerelor :

$$(2)\quad \left\{\begin{array}{l}
S_1 = x_1,\ R_1 = t,\ S_2 = x_2,\ R_2 = \bar{y}_1,\ S_3 = x_3,\ R_3 = \bar{y}_2,\ S_4 = \bar{y}_1, \\
R_4 = n \text{ — pentru sens direct ;} \\
S_1 = x_1,\ R_1 = \bar{y}_4,\ S_2 = x_2,\ R_2 = \bar{y}_1,\ S_3 = x_3,\ R_3 = \bar{y}_2,\ S_4 = x_3, \\
R_4 = n \text{ — în sens invers.}
\end{array}\right.$$

3.3. Stabilirea expresiilor funcţiilor de ieşire

Avînd în vedere (1) se realizează minimizarea funcţiilor I şi N:

a) funcţia I:

$$200 - \overset{20}{112}/132/113 \quad 133/\overset{2}{110} \ldots \overset{4}{131}/116 \ldots 135/\overset{40}{152} \ldots 175$$

$$400 - 312$$

$$512$$

$$1\,000 - 712$$

$$1\,112$$

$$\ldots$$

$$\Rightarrow D \underset{0\,0\,0}{x_1x_2x_3}\underset{1}{x_4}\underset{0}{y_1}\underset{0}{y_2}\underset{1}{y_3}\underset{0}{y_4}\underset{1\,0}{ln} = x_4y_3;$$

b) funcţia N:

$$400 - \overset{40}{121}/161/120 \quad 160/\overset{2}{123} \ldots \overset{4}{162}/125 \ldots 166/\overset{200}{321} \ldots 366$$

$$1\,000 - 521$$

$$1\,121$$

$$1\,521$$

$$\Rightarrow D \underset{0\,0\,0}{x_1x_2x_3}\underset{1}{x_4}\underset{0}{y_1}\underset{1}{y_2}\underset{0}{y_3}\underset{0\,1}{y_4ln} = x_4y_2\bar{y}_3.$$

Astfel,

(3) $$I = x_4y_3 \text{ şi } N = x_4y_2\bar{y}_3.$$

4. Realizarea circuitului de pistaj

Circuitul s-a realizat cu module NICI. Acest fapt a impus implementarea cu funcţii NICI a expresiilor (3):

(4) $$I = \bar{x}_4 \downarrow \bar{y}_3, \quad N = \bar{x}_4 \downarrow \bar{y}_2 \downarrow y_3.$$

Avînd în vedere (2) şi (4) s-a stabilit logigrama circuitului a cărui schemă este prezentată în fig. 3. La realizarea ei s-a ţinut cont de faptul că semnalele de la sesizoare sînt formate (F_1 şi F_2) şi că:

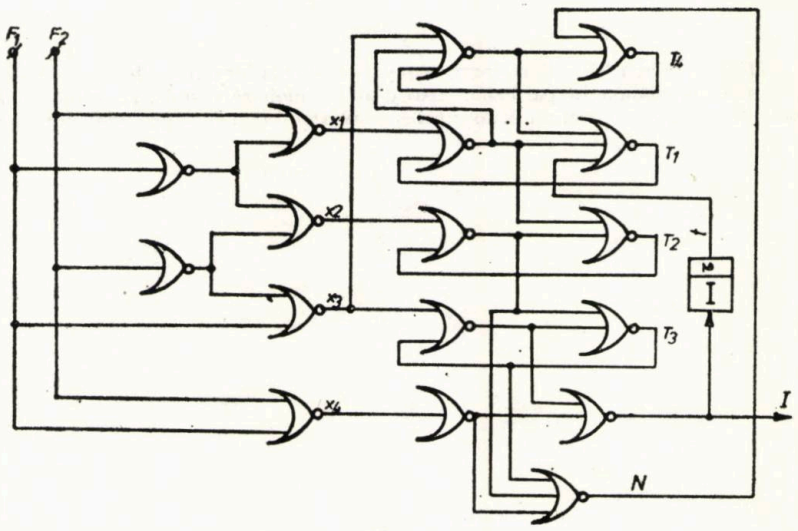


Fig. 3

$$x_1=F_1\overline{F}_2=\overline{F}_1\downarrow F_2,\quad x_2=F_1F_2=\overline{F}_1\downarrow\overline{F}_2,\quad x_3=\overline{F}_1F_2=F_1\downarrow\overline{F}_2,$$
$$x_4=\overline{F}_1\overline{F}_2=F_1\downarrow F_2.$$

Verificarea funcționării circuitului la calculatorul de proces de la laminorul Slebing al Combinatului siderurgic din Galați a dat deplină satisfacție.

Circuitul sintetizat poate fi folosit și în alte instalații de pistaj. Astfel dacă este necesară obținerea unor semnale și la trecerile inverse complete, semnalele din schema din fig. 3 se introduc în ordinea corespunzătoare. În cazul cînd nu apar treceri incomplete, circuitul sintetizat permite elaborarea de semnale pentru ambele sensuri de trecere, I și N. În ultimul caz este necesar să se utilizeze un element de întîrziere și pe reacția de la ieșirea N.

Primită la 19 noiembrie 1979

Institutul politehnic, Iași,
Catedra de utilizări electrice și automatizări
și
Combinatul siderurgic Galați

BIBLIOGRAFIE

1. Reus N., *Tratarea simbolică a schemelor de comutație.* Ed. Acad. R.S.R., Buc., 1971.
2. Huțanu C., Reus N., *Sinteza automatelor secvențiale cu triggere de diferite tipuri, prin metoda simbolică.* Bul. Inst. polit., Iași, **XXIV (XXVIII)**, *3—4* (1978).
3. Huțanu C., *Circuite logice și comenzi numerice.* Inst. polit., Iași, 1978.

CIRCUIT SÉQUENTIEL POUR LA FORMATION DES SIGNAUX DE PISTAGE DANS UN LAMINOIR RÉVERSIBLE

(Résumé)

On effectue la synthèse d'un circuit séquentiel pour la formation des signaux de pistage, nécessaires pour la commande par calculateur d'un laminoir réversible. La synthèse est réalisée à l'aide des bascules SR et en utilisant des résultats obtenues daus une Note précédente [2].

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXVI (XXX), fasc. 3—4, 1980
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ,
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.Z. 621.316.1 ; 621.3016-25

CONTRIBUŢII PRIVIND ÎNTOCMIREA MODELULUI MATEMATIC PENTRU OPTIMIZAREA REPARTIŢIEI SURSELOR REACTIVE ÎN REŢELELE DE DISTRIBUŢIE

DE

AL. POEATĂ, NINA POEATĂ şi GH. GEORGESCU

1. Introducere

Pe baza cercetărilor efectuate în ultimul timp [1], [2] s-a observat că în reţelele de distribuţie urbană apar sarcini reactive apreciabile chiar la nivelul posturilor de transformare rezultînd de aici oportunitatea analizei compensării raţionale a acestora. Şi în această direcţie au apărut o serie de lucrări [3], [4] în care se elaborează modele matematice cu algoritmi şi programe pentru soluţionarea acestor probleme.

Din punct de vedere practic este util ca aceste modele să descrie complet, sub aspect tehnico-economic, procesul compensării sarcinilor reactive şi totodată să se analizeze oportunitatea considerării în calculele practice a diferiţilor factori ce influenţează într-o măsură mai mare sau mai mică nivelul de compensare.

În [4] s-a propus un model matematic simplificat pentru repartizarea surselor reactive în reţelele de distribuţie în care funcţia scop era întocmită ţinînd sema pe de o parte de investiţiile şi pierderile de energie electrică în bateriile de condensatoare, iar pe de altă parte de reducerea pierderilor de energie electrică în elementele reţelei de distribuţie.

În lucrarea de faţă se propune un model matematic mai complet pentru soluţionarea amplasării optime a surselor reactive, care ţine seama în plus de o serie de factori care intervin în calculele tehnico-economice ca de exemplu : centrala de echivalare, cheltuielile de exploatare ale bateriilor de condensatoare, valoarea remanentă a echipamentului.

2. Modelul matematic

Criteriul tehnico-economic folosit în modelul întocmit este criteriul „cheltuielilor totale actualizate minime" scris sub forma :

$$A = I + \sum_{i=1}^{n} C_i (1+a)^{-i} - B \sum_{i=1}^{n} W_i (1+a)^{-i} - K_e \Delta P_{max} + \\ + W_{n_1}(1+a)^{-n} - W_{n_2}(1+a)^{-n},$$

unde: I reprezintă investiţiile în bateriile de condensatoare; C_i—cheltuielile de exploatare din anul i, cuprinzînd pierderile de energie electrică în bateriile de condensatoare şi cheltuielile de întreţinere; ΔW_i — diferenţa dintre pierderile de energie electrică în regim necompensat şi compensat în elementele reţelei de distribuţie în anul i; $K_e \Delta P_{max}$ — investiţiile în centrala de echivalare; W_{n_1} — valoarea remanentă a echipamentului din centrala de echivalare; W_{n_2} — valoarea remanentă a echipamentului de compensare; B — preţul energiei electrice.

Metoda adoptată pentru optimizarea amplasării surselor reactive într-o reţea de distribuţie de tipul celei din fig. 1 este o metodă iterativă de apropiere pas cu pas de optimul tehnico-economic [4].

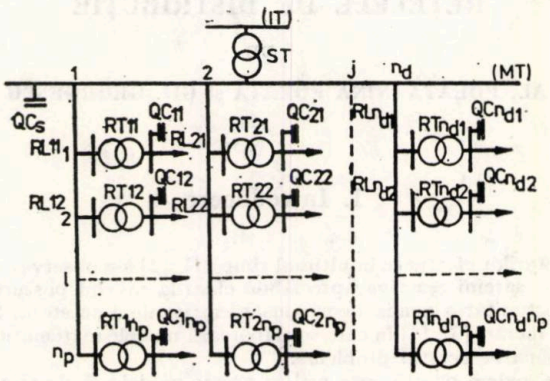


Fig. 1

Se consideră iniţial amplasate fictiv în fiecare post de transformare al reţelei de distribuţie pe partea de joasă tensiune precum şi pe barele de medie tensiune ale staţiei de transformare, baterii de condensatoare care să acopere maximul graficului de sarcină al puterii reactive care circulă prin acel punct în regim necompensat constituind, evident, o soluţie care nu reprezintă optimul tehnico-economic.

Puterile bateriilor de condensatoare astfel distribuite pot fi scrise ca multipli ai puterilor unor unităţi de compensare tipizate:

$$QC_{j,l} = K_{j,l_{max}} Q_1 , \qquad QC_S = K_{T_{max}} Q_2, \tag{2}$$

unde: Q_1, Q_2 — puterile unităţilor elementare tipizate de joasă şi respectiv medie tensiune; $K_{j,l_{max}}$, $K_{T_{max}}$ — numărul maxim de unităţi de compensare montate fictiv pe barele de joasă tensiune ale postului de transformare (j, l) şi respectiv pe barele de medie tensiune ale staţiei de transformare.

În continuare se elimină, succesiv, o unitate de compensare din fiecare punct. Efectele economice ale eliminării unei unităţi elementare de compensare Q_1 din postul de transformare (j, l), precum şi al unei unităţi de compensare Q_2 de pe barele de medie tensiune ale staţiei de transformare, sînt date de relaţiile:

$$dA_{j,l}=G_1Q_1+K_aQ_1(p_{c_1}T_{f_1}B_1+c_{e_1}G_1)-$$

$$-K_a\frac{Q_1N_{f_1}B_2}{U_{n_1}^2}\sum_{i=1}^{n_t}\Delta t_i\left\{\sum_{m=1}^{l}RL_{j,m}\left[\sum_{n=m}^{n_p}2(Q_{j,n,i}-QC_{j,n})+Q_1\left(\sum_{n=m}^{n_t}2K_{j,n}+1\right)+\right.\right.$$

$$\left.\left.+RT_{j,l}[2(Q_{j,l,i}-QC_{j,l}-QF_{j,l})+Q_1(2K_{j,l}+1)]\right\}-\right.$$

$$-K_a\frac{Q_1N_f\,B_3}{U_{n_2}^2}R_e\sum_{i=1}^{n_t}\Delta t_i\left[\sum_{m=1}^{n_d}\sum_{n=1}^{n_p}2(Q_{m,n,i}-QC_{m,n})+Q_1\left(2\sum_{m=1}^{n_d}\sum_{n=1}^{n_p}K_{m,n}+1\right)-\right.$$

$$-2QC_S+2K_TQ_2-K_eQ_1(1-K_r)\left(\frac{1}{U_{n_1}^2}\left\{\sum_{m=1}^{l}RL_{j,m}\left[\sum_{n=m}^{n_p}(QM_{j,n}-QC_{j,n})+\right.\right.\right. \tag{3}$$

$$\left.\left.\left.+Q_1\left(2\sum_{n=m}^{n_p}K_{j,n}+1\right)\right]+RT_{j,1}\left[2(QM_{j,l}-QC_{j,l}-QF_{j,l})+Q_1(2K_{j,l}+1)\right]\right\}+\right.$$

$$\left.+\frac{R_e}{U_{n_2}^2}\left[\sum_{m=1}^{n_d}\sum_{n=1}^{n_p}2\left(QM_{m,n}-QC_{m,n}\right)+Q_1\left(2\sum_{m=1}^{n_d}\sum_{n=1}^{n_p}K_{m,n}+1\right)-\right.\right.$$

$$\left.\left.-2QC_S+2K_TQ_2\right]\right)-K_rG_1Q_1\,,$$

respectiv

$$dA_T=G_2Q_2+K_aQ_2(p_{c2}T_{f2}B_2+c_{e2}G_2)-$$

$$-K_a\frac{Q_2N_{f2}B_3}{U_{n_1}^2}R_e\sum_{i=1}^{n_t}\Delta t_i\left\{\sum_{m=1}^{n_d}\sum_{n=1}^{n_p}2\left[(Q_{m,n,i}-QC_{m,n})+Q_1K_{m,n}\right]-\right. \tag{4}$$

$$\left.-2QC_S+Q_2(2K_T+1)\right\}-K_e(1-K_r)\frac{Q_2R_e}{U_{n_2}^2}\left\{\sum_{m=1}^{n_d}\sum_{n=1}^{n_p}2\left[(QM_{m,n}-\right.\right.$$

$$\left.\left.-QC_{m,n})+Q_1K_{m,n}\right]-2QC_S+Q_2(2K_T+1)\right\}-K_rG_2Q_2,$$

unde: G_1, G_2—costul unui kVar instalat în condensatoarele de joasă tensiune respectiv medie tensiune; p_{c_1}, p_{c_2} — pierderile specifice în condensatoarele de joasă și respectiv medie tensiune; c_{e_1}, c_{e_2} — cota cheltuielilor anuale (întreținere, revizii, reparații) pentru bateriile de condensatoare de joasă și respectiv medie tensiune; K_e — prețul unui kW instalat în centrala de echivalare; $Q_{j,l,i}$ — puterea reactivă medie pe intervalul Δt_i, în postul de transformare (j, l) raportată la bara de medie tensiune a postului de transformare; $QF_{j,l}$ — puterea reactivă de magnetizare a transformatorului din postul de transformare (j,l); $QM_{j,l}$ — puterea reactivă la vîrful de sarcină în punctul (j,l); $RT_{j,l}$ — rezistența transformatorului din postul de transformare (j,l); $RL_{j,l}$ — rezistența tronsonului de linie (j,l); R_e — rezistența echivalentă a rețelei din amontele barelor de medie tensiune ale stației de transformare; T_{f_1}, T_{f_2} — numărul orelor de

funcționare anuală a bateriilor de condensatoare de joasă și respectiv medie tensiune; $K_{j,l}$, $K_{m,n}$, K_T — numărul unităților de compensare eliminate anterior din postul de transformare (j,l) și din celelalte posturi de transformare (m,n) precum și numărul elementelor eliminate anterior din stația de transformare; K_a — coeficient de actualizare; B_1, B_2, B_3 — prețul energiei electrice la joasă, medie și înaltă tensiune; N_{f_1}, N_{f_2} — numărul zilelor de funcționare anuală a bateriilor de condensatoare de joasă și respectiv medie tensiune.

După determinarea tuturor efectelor economice ale eliminării primei unități de compensare din toate posturile de transformare $dA_{j,l}$, $(j=1,2,\ldots, n_d\,;\ l=1,2,\ldots,n_p)$ și de pe barele de medie tensiune ale stației dA_T, se elimină efectiv din schemă unitatea din punctul de compensare care conduce la efect economic maxim. Această eliminare se materializează în model prin creșterea coeficientului K din punctul respectiv, cu o unitate. În noua situație calculul se reia eliminînd succesiv din schemă elementele care conduc la efecte economice maxime.

Calculul continuă pînă cînd toți $dA_{j,l} \leqslant 0$, $(j=1,2,\ldots, n_d\,;\ l=1,2,\ldots,n_p)$ și $dA_T \leqslant 0$, în rețeaua de distribuție rămînînd în final amplasate numai bateriile de condensatoare care reprezintă soluția optimă a compensării puterii reactive, conform criteriului tehnico-economic adoptat în model sub denumirea de „cheltuielile totale actualizate minime".

3. Rezultate

Programul întocmit pentru calculatorul FELIX C-256, pe baza modelului matematic descris, a fost aplicat pe o rețea de distribuție de tipul celei din fig. 1, cu 12 distribuitori de medie tensiune (6 kV) și cîte 2...6 posturi de transformare pe distribuitor, alimentată de la o stație de transformare de 110/6 kV. Precizăm că în calculele efectuate au fost utilizate graficele reale de sarcină reactivă ale posturilor de transformare, iar pentru indicatorii tehnico-economici s-au folosit valorile precizate în normativele în vigoare [5].

Repartiția optimă a bateriilor de condensatoare, rezultată pe baza modelului matematic completat, este dată în tabelul 1. În tabelul 2 se prezintă rezultatele obținute pentru aceeași rețea, utilizînd modelul matematic simplificat, expus în [4].

Tabelul 1

$QC_{s_{opt.}} = 0$

$QC_{j,l_{opt.}} =$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	40	20	20	50	60	10	30	30	10	30	20	30
2	20	40	30	60	40	30	10	50	20	60	10	40
3	40	20	40	20	*	30	40	50	*	30	*	*
4	40	30	60	40	*	40	40	40	*	*	*	*
5	20	*	50	50	*	70	70	*	*	*	*	*
6	*	*	30	*	*	50	*	*	*	*	*	*

Tabelul 2

$QC_{s_{opt.}} = 0$

$QC_{j,l_{opt.}} =$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	30	10	20	50	50	0	30	30	0	30	20	30
2	20	40	30	50	40	30	10	40	10	40	0	10
3	30	20	40	20	*	30	40	40	*	30	*	*
4	40	30	50	40	*	40	40	40	*	*	*	*
5	20	*	50	50	*	40	50	*	*	*	*	*
6	*	*	30	*	*	30	*	*	*	*	*	*

În pozițiile notate cu * nu există post de transformare pe respectivul distribuitor.

Utilizînd modelul matematic completat prezentat în lucrare și parametrizînd prețul unui kW instalat în centrala de echivalare, variația puterii totale a bateriilor de condensatoare necesare a fi montate în rețeaua de distribuție pe barele de joasă tensiune ale posturilor de transformare $\left(\sum_{j=1}^{n_d}\sum_{l=1}^{n_p} QC_{j,l_{opt.}}\right)$ este dată în fig. 2.

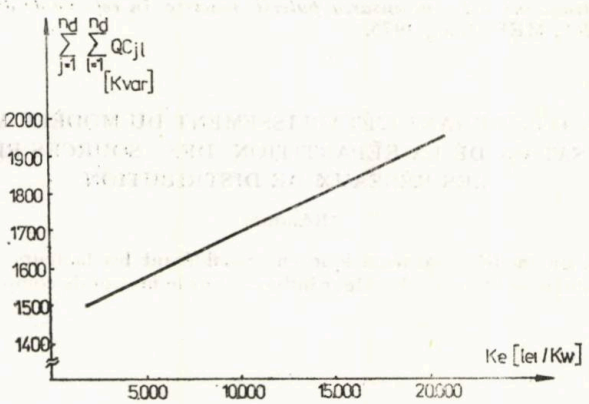


Fig. 2

4. Concluzii

1. Din compararea rezultatelor prezentate în tabelele 1 și 2 se observă că prin utilizarea termenilor suplimentari (centrala de echivalare, cheltuielile de exploatare ale bateriilor de condensatoare, valoarea remanentă a echipamentului) în modelul matematic, în actuala conjunctură a prețurilor, rezultă un nivel de compensare cu circa 17% mai ridicat pe total stație (1 660 kVar, față de 1 420 kVar în cazul utilizării modelului simplificat).

2. Se remarcă, de asemenea, că prețul unui kW instalat în centrala de echivalare pentru acoperirea pierderilor influențează în mod sensibil nivelul de compensare (fig. 2).

3. Pentru studiile de dezvoltare pe termen lung, în care informaţiile au un caracter incert, neglijarea unor termeni ai criteriului de comparaţie tehnico-economică este acceptabilă. În cazul surselor reactive de compensare pentru care studiile se referă de regulă la intervale scurte, informaţiile pot avea un caracter mai precis şi deci considerarea lor este oportună.

Primită la 1 decembrie 1979

Institutul politehnic, Iaşi,
Catedra de electroenergetică
şi
Catedra de electronică şi
calculatoare

BIBLIOGRAFIE

1. Аберсон М. Л., *Оптимизация регулирования напряжения.* Изд. Энергия, М., 1975.
2. Georgescu Gh., Poeată A., Poeată N., *Contribuţii la identificarea parametrilor modelelor matematice pentru optimizarea exploatării şi dezvoltării reţelelor electrice urbane.* Bul. Inst. polit., Iaşi, **XXV (XXIX)**, *3—4*, s. III (1979).
3. Глазунов А. А., Тремяков А. А., *Технико-экономическое эквивалентирование электрических сетей в задачах компенсации реактивной мощности.* Электричество, *9* (1979).
4. Poeată N., Georgescu Gh., Poeată A., Cîrţină Gh., *Algoritm şi program pentru optimizarea repartizării surselor reactive în reţelele urbane.* Energetica, *1—2* (1979).
5. *** *Instrucţiuni privind compensarea puterii reactive în reţelele de distribuţie exploatate de IRE.* MEE, Buc., 1975.

CONTRIBUTIONS CONCERNANT L'ÉTABLISSEMENT DU MODÈLE MATHÉMATIQUE POUR L'OPTIMISATION DE LA RÉPARTITION DES SOURCES RÉACTIVES DANS LES RÉSEAUX DE DISTRIBUTION

(Résumé)

On propose un modèle mathématique en considérant les facteurs qui interviennent dans le calcul économique et on analyse leur influence sur le niveau de compensation.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXVI (XXX), fasc. 3—4, 1980
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.D. 621.316.722 : 621.316.1

UTILISATION DE L'IMPÉDANCE-IMAGE VARIABLE DANS LE RÉGLAGE OPTIMAL DE LA TENSION DANS LES RÉSEAUX DE DISTRIBUTION

PAR

GH. CÎRŢINĂ et I. ŢITARIU

1. Considérations générales

À côté d'autres problèmes importants rencontrés dans la mise en projet, dans l'exécution et l'exploitation des réseaux électriques, le réglage optimal de la tension est d'un intérêt économique considérable [1]. Si l'on suppose que la tension optimale d'un réseau de distribution est celle nominale, U_n, l'inconvénient économique qui en résulte est une fonction, d'une part, de l'écart relatif de la tension, u, et d'autre part, de la consommation effective au moment considéré. En admettant une puissance moyenne pour un usager, P, on peut écrire que la gêne économique élementaire est [3]:

$$dg = bPu^2\,dt, \tag{1}$$

où : b représente la charge économique supplémentaire que les usagers ont dû à supporter pendant qu'ils consomment un kWh avec un écart relatif de tension egal à l'unité.

La réduction de ces variations de tension constitue le problème du réglage de la tension. Pour le résoudre on utilise les grandeurs qui caractérisent les variations de tension en un point donné d'un réseau [3], à savoir :

a) l'écart relatif de la tension, dans un point (j) donné et à un instant (i) donné :

$$u_{ji} = \frac{U_{ji} - U_n}{U_n} 100, \ [\%]; \tag{2}$$

b) la valeur moyenne d'une série d'écarts relatifs de tension dans un point (j) :

$$\bar{u}_j = \frac{1}{24} \sum_{i=1}^{24} u_{ji}, [\%]; \tag{3}$$

c) l'écart type d'une série d'écarts relatifs de tension

$$\sigma_{uj} = \sqrt{\frac{1}{24}\sum_{i=1}^{24}(u_{ji}-\bar{u}_j)^2} = \overline{u_j^2}-\bar{u}_j^2 \ , \ [\%] \ . \tag{4}$$

La tension dans un point (j) d'un réseau est parfaitement caractérisée si l'on connaît sa valeur moyenne, $\bar{u}_j$, et son écart type, σ_{uj}, l'une et l'autre de ces grandeurs étant définies sur une période de temps généralement égale à 24 heures. La qualité de la tension est d'autant meilleure que σ_{uj} et $\bar{u}_j$ sont plus faibles.

Les variations lentes de tension qui affectent les réseaux de distribution peuvent être compensées par les régleurs en charge associés aux transformateurs HT/MT. La commande des ces régleurs, RT, est assurée par des régulateurs de tension RAT, destinées à maintenir la tension à une valeur prédéterminée. L'adjonction à ces régulateurs des blocs de compoundage, BC, permet d'adapter la valeur de la tension à la charge du réseau.

Le travail ci-dessous s'occupe de l'amélioration du bloc de compoundage, par l'utilisation d'une impédance-image variable, qui peut mieux suivre les variations de la tension du réseau considéré.

2. Le processus statistique pour le réglage de la tension

Le réglage de la tension dans un réseau électrique consiste à y maintenir, à tout instant, une tension aussi proche que possible de la valeur nominale, U_n, caractérisant ce réseau. Ce résultat est acquis lorsque simultanément la valeur moyenne, $\bar{u}_j$, des écarts relatifs de tension et l'écart type, σ_{uj}, sont aussi réduits que possible. Il en résulte la nécessité de caractériser le réseau par un point fictif dont la tension va représenter la tension de l'ensemble du réseau.

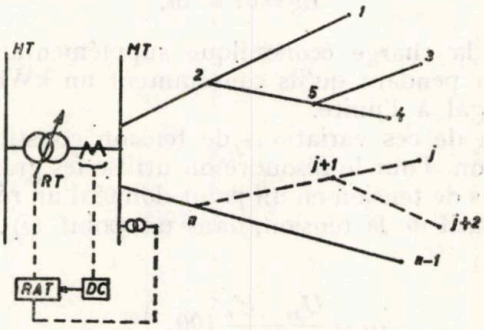


Fig. 1

En pratique il n'est pas nécessaire de chercher à préciser l'emplacement du point fictif. Il suffit de connaître la répartition statistique de la tension dans ce point, appelée tension fictive, U_f. On l'obtient par des mesures effectuées en différents points du réseau (avec un voltmètre statistique) et pondérées par les charges absorbées autour de chacun de ces points (fig. 1) :

$$U_f = \frac{\sum_{i=1}^{n} W_i U_i(t)}{\sum_{i=1}^{n} W_i}, \tag{5}$$

où W_i — l'énergie annuelle absorbée par les usagers regroupés au point i.

L'écart relatif de la tension fictive, par rapport à la tension nominale, qui permet de caractériser la qualité de la tension distribuée dans l'ensemble du réseau, a pour expression [3] :

$$e = \frac{U_f - U_n}{U_n} = e_0 + \frac{R_i}{U_n^2} P + \frac{X_i}{U_n^2} Q - du, \tag{6}$$

avec

$$du = \frac{U - U_f}{U_n} = u - e, \quad e_0 = \frac{U_0}{U_n}, \tag{7}$$

où : U_0 — un paramètre nécessaire pour la définition du système de réglage ; P, Q — les puissances actives et réactives de la charge totale triphasée du réseau en réglage ; U — la tension composée du jeu de barres alimentant le réseau.

Pour rendre minima les variations de tension à l'extrémité de la ligne fictive on utilise un dispositif adéquat, capable de concrétiser la valeur de l'impédance de la ligne, $\underline{Z}_i$ et de créer ainsi à tout moment une image de la chute de tension fictive. Ce dispositif agit sur une balance voltmétrique, chargée à donner des commandes pour augmenter ou diminuer la tension. Donc, le réglage de la tension est optimal si l'on fixe les paramètres R_i et X_i ($\underline{Z}_i = R_i + jX_i$ est l'impédance-image) d'un tel façon que la moyenne quadratique de l'écart de la tension, e^2, soit minima :

$$R_i = U_n^2 \frac{\sigma_{du}}{\sigma_P} \cdot \frac{r(P, du) - r(P,Q)\, r(Q, du)}{1 - [r(P, Q)]^2}, \tag{8}$$

$$X_i = U_n^2 \frac{\sigma_{du}}{\sigma_Q} \cdot \frac{r(Q, du) - r(P,Q)\, r(P, du)}{1 - [r(P, Q)]^2}, \tag{9}$$

où : σ_P, σ_Q, σ_{du} sont les écarts types des puissances actives, réactives et des chutes de tension de la ligne fictive ; $r(P, du)$, $r(Q, du)$ et $r(P, Q)$ — les coefficients de corrélation entre les trois grandeurs prises deux à deux.

3. L'amelioration du bloc de compoundage

Pour le réglage optimal de la tension suivant le processus statistique il est nécessaire de connaître non seulement les charges actives et réactives et la chute de tension fictive dans le réseau, mais aussi les coefficients de corrélation entre ces grandeurs. La détermination des ces coeficients suppose un travail assez laborieux. De plus, il est évident qu'une impédance-image constante ne peut pas assurer qu'un optimum relatif.

Pour éviter ces inconvénients on va chercher les valeurs des résistances et des réactances pour chaque intervalle de temps Δt, (Δt = une heure, par exemple). $R_{i,t}$ et $X_{i,t}$ sont alors les solutions du système d'équations :

$$(10)\quad \frac{P_t^2}{U_n^4}R_{i,t}+\frac{P_tQ_t}{U_n^4}X_{i,t}-\frac{P_t}{U_n^2}du=0,\quad \frac{P_{t+1}^2}{U_n^4}R_{i,t+1}+\frac{P_{t+1}Q_{t+1}}{U_n^4}X_{i,t+1}-\frac{P_{t+1}}{U_n^2}du=0,$$

où P_t, Q_t et P_{t+1}, Q_{t+1} sont les valeurs des puissances actives et réactives au début, respectivement, à la fin de l'intervalle $[t,\ t+1]$.

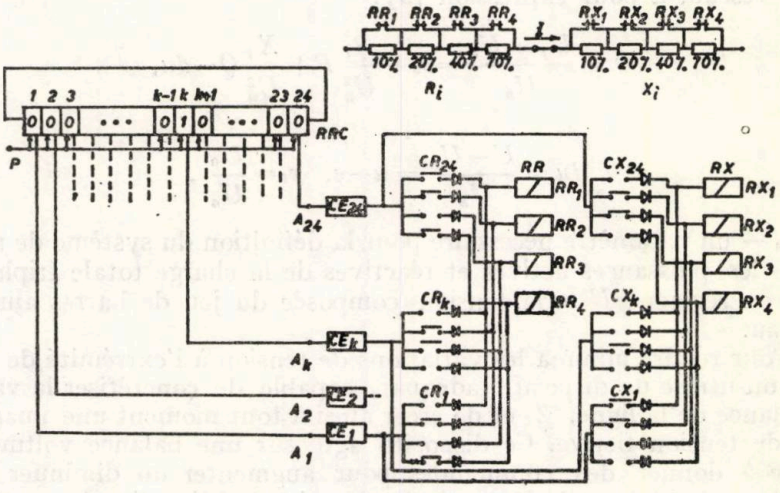


Fig. 2

Les valeurs (R_{i1}, X_{i1}), (R_{i2}, X_{i2}),..., (R_{i24}, X_{i24}) sont mises en oeuvre sur le bloc de compoundage à l'aide des commutateurs-programme (CR_1, CX_1), (CR_2, CX_2),..., (CR_{24}, CX_{24}), (fig. 2). La succession en temps des valeurs $(R_{i,t}, X_{i,t})$, $(t=1, 2,..., 24)$, est assurée par le registre à recirculation, RRC. À chaque impulsion p, de l'horloge électronique, le contenu du bistable k est transféré dans le bistable $k+1$, suivant les équations [2] ;

$$(11)\quad A_1(t+1)=A_{24}(t)\,p,\ A_2(t+1)=A_1(t+1)\,p,...,\ A_{24}(t+1)=A_{23}(t)\,p.$$

Si les impulsions de l'horloge se succèdent aux intervalles Δt=une heure, le contenu *1* va passer successivement par tous les bistables du registre RRC, dans les 24 heures. Dans l'intervalle qu'il se trouve dans le bistable k, le signal 1 va agir, par le circuit d'entrée CE_k et les commutateurs-programme CR_k, CX_k, sur les relais RR et RX. Suivant les valeurs des résistances et des réactances affichées sur les commutateurs-programme CR_k et CX_k, les relais RR et RX vont introduire dans le circuit du régulateur RAT les valeurs R_{ik} et X_{ik}. Les diodes évitent les fausses commandes des relais RR et RX. On voit bien qu'il suffit d'avoir 8 relais, 48 commutateurs-programme, 4 résistances et 4 réactances ayant 10%, 20%, 40% et 70%, pour réaliser toutes les combinaisons possibles à partir de 10% à 110% de l'impédance-image.

Les valeurs affichées de R_i et X_i restent valable pour une certaine période, pendant laquelle les courbes de charge des usagers ne varient pas beaucoup et pour laquelle ont été calculées $R_{i1}, X_{i1},..., R_{i24}, X_{i24}$. Aux bornes de l'impédance-image, traversée par un courant I, proportionnel à la puissance totale $(P+jQ)$, on obtiendra une tension qui sera l'image de la chute de tension provoquée par la circulation de la puissance du réseau dans la ligne fictive. La tension appliquée aux bornes du régleur en charge, RR, doit être proportionnelle à la différence existant entre la tension du jeu de barres et la chute de tension-image définie ci-dessus. La tension image dépend, outre la puissance du réseau, variable en temps, de l'impédance-image, aussi variable en temps. La variation en temps de celle-ci offre des possibilités plus grandes de représenter mieux le réseau de distribution en réglage.

4. Conclusions

1. La variation de l'impédance-image permet d'obtenir un meilleur réglage de la tension du réseau de distribution.

2. Le schéma proposé pour la réalisation du bloc de compoundage peut être facilement adapté d'un réseau à l'autre ou d'un saison à l'autre.

Reçue le 31 janvier 1980

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Électroénergétique
et
Chaire de l'Utilisation de l'énergie électrique et Automations

BIBLIOGRAPHIE

1. Călin S. et al., *Optimizări în automatizări industriale*. Ed. Tehn., Buc., 1979.
2. Dancea I., *Calculatoare electronice*. EDP, Buc., 1975.
3. Pélissier R., *Les réseaux d'énergie électrique*. Dunod, Paris, 1971.

UTILIZAREA IMPEDANŢEI-IMAGINE VARIABILE ÎN REGLAJUL OPTIMAL AL TENSIUNII ÎN REŢELELE DE DISTRIBUŢIE

(Rezumat)

Se prezintă un dispozitiv de compundaj ameliorat, bazat pe utilizarea unei impedanţe-imagine variabile în timp. Aceasta se obţine cu ajutorul unor comutatoare-program şi permite o reprezentare mai fidelă a reţelei de distribuţie din punctul de vedere al variaţiilor de tensiune.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXVI (XXX), fasc. 3—4, 1980
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.K. 621.791 ; P21.314.23

FREQUENZVERDOPPLER-TRANSFORMATOR FÜR DAS SCHWEIßEN MIT ELEKTRISCHEM LICHTBOGEN BEI 100 Hz

VON

RODICA OLÁH und IOSIF OLÁH

1. Einleitung

Um in unserem Land statische Aggregate, für das Schweißen mit elektrischem Lichtbogen bei höheren Frequenz (100 Hz), die zumeist fürs Schweißen von Dünnblechen aus nichteisenholtigen Metallen Verwendung finden sollen herzustellen, wurde in [1] ein Experimentalstudium des magnetischen Frequenzverdopplers aus der Sicht der Ansprüche des Schweißprozeßes mit elektrischem Lichtbogen, durchgeführt.

Die Studienergebnisse zeigen sowohl die Vorteile, als auch die Einschränkungen solcher Speisequellentypen für das Schweißen mit elektrischem Lichtbogen im Vergleich zu den üblichen Speisequellen.

In vorliegender Arbeit wird, von den Ergebnissen aus [1] ausgehend, eine Verbesserungsmöglichkeit der Leistungen der Speisequellen für das Schweißen, die auf dem Prinzip des magnetischen Frequenzverdopplers beruhen, beschrieben.

Man verfolgt hier die Beseitigung des durch die Leerlaufleistung auftretenden Mangels, sowie das Erhalten eines besseren Kurvenform der sekundären Leerlaufspannung aus der Sicht der Oberschwingungen und der Änderungsgeschwindigkeit beim Nulldurchgang, für den ganzen Stellbereich des Schweißstromes.

Zu diesem Zweck wird eine magnetische negative Rückkopplung nach der Lichtbogenspannung verwendet.

2. Prinzipschema des Frequenzverdoppler-Transformators für das Schweißen mit elektrischem Lichtbogen bei 100 Hz mit Spannungsrückkopplung

Abb. 1 zeigt das Prinzipschema des statischen Aggregats für das Schweißen mit elektrischem Lichtbogen bei 100 Hz, das auf dem Prinzip des magnetischen Frequenzverdopplers beruht und eine magnetische negative Spannungsrückkopplung besitzt.

Die verwendeten Indexen aus Abb. 1 und im Folgenden für verschiedene Größen, beziehen sich auf die : Primär—1 ; Sekundär—2 ; Steuer—c und Rückkopplungswicklung—r.

Die Elementarverdoppler aus Abb. 1 wurden mit I bzw. II bezeichnet. A und B stellen die identischen Blechkerne jedes Verdopplers dar während

n_1 und n_2 die von einer Primär- bzw. Sekundärwicklung umfaßten Kernanzahl darstellt.

Für den Leerlauf wurde ein zweiter Index, mit 0 bezeichnet verwendet.

Der Widerstand R_c ermöglicht die Änderung des Schweißstromes, während durch das Potentiometer R_r, bei gegebenem Schweißzustand, der Wert der Intensität des resultierenden Gleichstrommagnetfeldes in den Kernen, bestimmt durch die Differenz der Steuer- und Rückkopplugsamperewindungen, $N_cI_c - N_rI_r$, geändert werden kann.

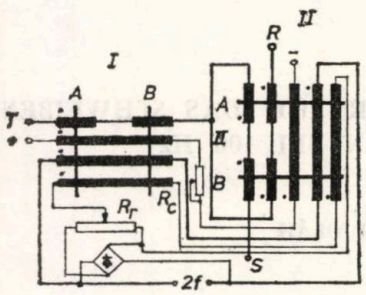


Abb. 1

Je größer der Rückkopplungsgrad ist, desto kleiner wird die Differenz $N_cI_c - N_rI_r$ für denselben Wert des Schweißstromes der durch den Widerstand R_c festgelegt wird. Die Rückkopplungswirkung hat beim Leerlauf ein Maximum, während sie sich nach dem Anzünden des elektrischen Lichtbogens, wegen der kleineren Lichtbogenspannung, verringert. Bei Kurzschluß wird der Wert des Sekundärstromes von dem Steuerstrom bestimmt und ist unabhängig von dem Rückkopplungsgrad.

Der hohe Leistungsverbrauch des magnetischen Frequenzverdopplers beim Leerlauf liegt im Zusammenhang mit der Proportionalitätsabhängigkeit der m.m. Steuerspannung und der m.m. Spannung die dem Effektivwert des Primärstromes entspricht.

Die magnetische negative Rückkopplung nach der Lichtbogenspannung bewirkt eine Verminderung der resultierenden m.m. Gleichspannung, was zur Reduzierang des Primärstromes, also auch der geforderten Leistung beim Leerlauf, führt.

Eine ideale Kurve der sekundären Leerlaufspannung, wie aus [1] hervorgeht, in Abwesenheit der Rückkopplung und unter Verwendung des üblichen Transformatorenblechs in einem Schema nach Abb. 1, für eine gegebene Wechselstrominduktion, kann nur für bestimmte Werte der Intensität des Gleichstromsteuermagnetfeldes, was kleineren Schweißströmen entspricht, erhalten werden.

In Anwesenheit der negativen Rückkopplung nach der Lichtbogenspannung, da sich beim Leerlauf der Wert der Intensität des resultierenden Gleichstrommagnetfeldes verringert, kann die ideale Kurvenform der Sekundärspannung, aus der Sicht der Anforderungen des Schweißprozeßes mit elektrischem Lichtbogen, in einem großen Änderungsbereich der Intensität des Steuerstromes, entsprechend einem großen Stellbereich des Schweißzustandes erhalten werden.

3. Versuchsergebnisse

Die Versuche wurden mit einem experimentellen Prototyp, der von den Verfasser, nach dem Schema aus Abb. 1, projektiert und gebaut wurde und folgende tehnische Daten besitzt, durchgeführt: a) Nennleistung: 3 kVA; b) Speisespannung: 380 V; c) Speisespannungsfrequenz: 50 Hz;

d) Sekundärleerlaufspannung : 60...70 V ; e) Sekundärspannungsfrequenz : 100 Hz ; f) Schweißstrom : 20...150 A für eine beliebige Lichtbogenspannung von 22...26 V bei einer aktiven Betriebsdauer von DA=30% ; g) Ausmaßen : 400×350×180 mm.

Der magnetische Kreis wurde mit üblichem Transformatorenblech vom Typ M6X von 0,3 mm für eine Wechselstrominduktion von 1,2 T hergestellt.

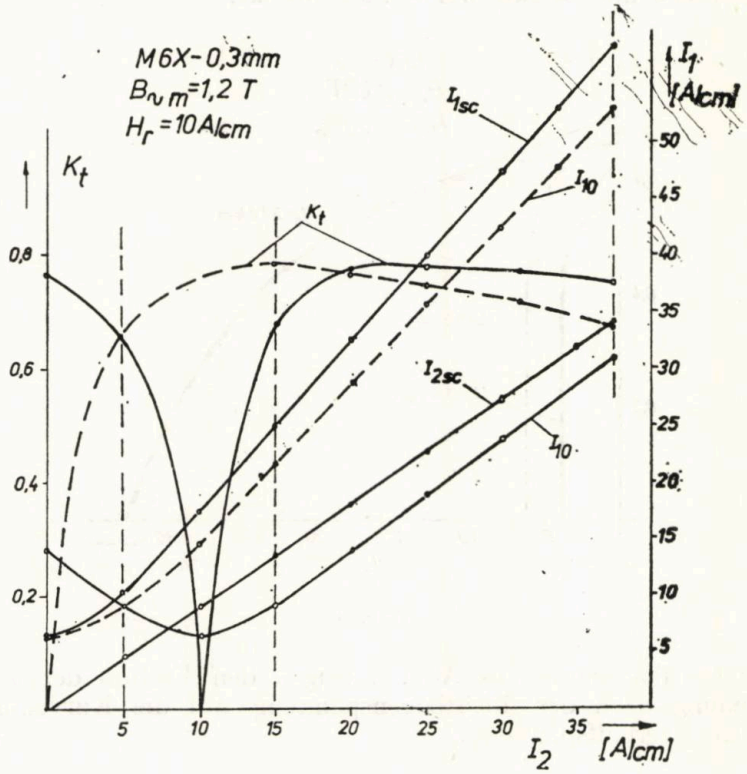


Abb. 2

Abb. 2 zeigt den primären Leerlaufstrom I_{10}, so wie das Transformationsverhältnis K_t, definiert durch die Beziehung

$$K_t = \frac{U_{20}}{U_1} \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{n_1}{n_2}$$

als Funktion der Intensität des Gleichstromsteuermagnetfeldes H_c, ohne Rückkopplung, $H_r=0$ (unterbrochene Linie) und mit Rückkopplung, $H_r \neq 0$ (volle Linie). In demselben Abbildung wurde auch die Abhängigkeit des sekundären bzw. primären Kurzschlußstromes I_{2sc} und I_{1sc} von der Intensität des Steuermagnetfeldes dargestellt.

Abb. 3 zeigt die äußeren Grenzkennlinien $U_2=f(I_2)$ entsprechend den Minimal- und Maximalwerten der Intensität des Steuermagnetfeldes ohne (unterbrochene Linie) und mit Rückkopplung (volle Linie).

Um die Ergebnisse zu verallgemeinern, wurde für die Darstellung der Kurven aus Abb. 2 und 3, die Sekundärspannung durch das Verhältnis

$$\frac{U_2}{U_1} \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{n_1}{n_2}$$

und die Primär- und Sekundärströme durch die, der Intensität des Magnetfeldes entsprechende Effektivwerte ausgedrückt.

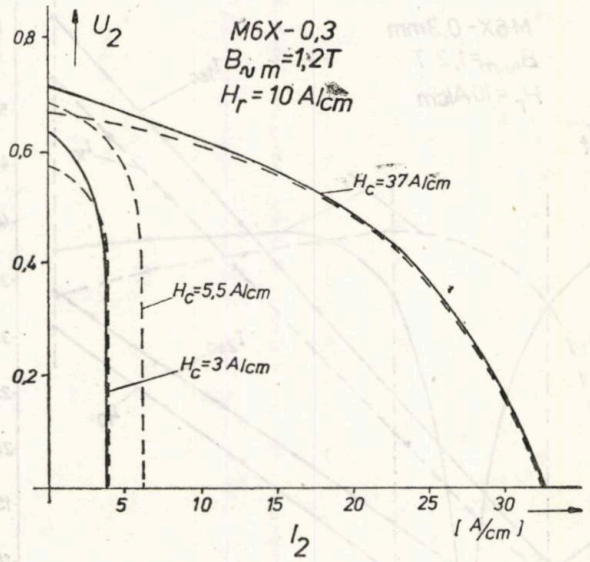


Abb. 3

Die Oszillogramme aus Abb. 4 zeigen den Einfluß der negativen Rückkopplung nach der Lichtbogenspannung auf die Kurvenform der sekundären Leerlaufspannung.

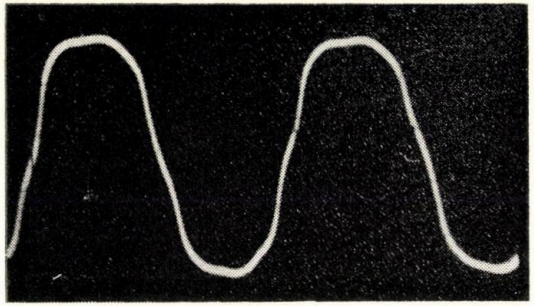
4. Deuten der Ergebnisse

Die durch geführten Versuche erlauben folgende Bemerkungen beziehend auf die negative Spannungsrückkopplung :

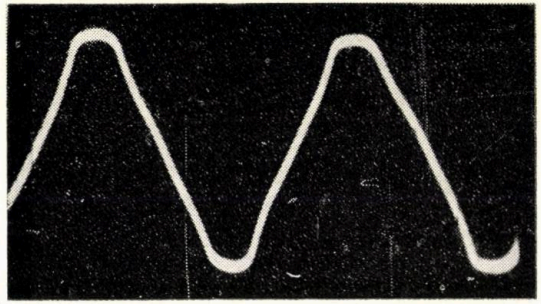
1. Die Rückkopplung wirkt sich sowohl auf den Effektivwert des primären Leerlaufstromes, als auch auf den Effektivwert und Kurvenform der sekundären Leerlaufspannung aus. Für einen bestimmten Rückkopplungsgrad, können drei Bereiche der Intensität des Steuermagnetfeldes, entsprechend den drei Zonen des Schweißzustandes in welchen sich die Rückkopplung unterschiedlich verhält, festgelegt werden.

Für $H_r = 10$ A/cm entsprechend einem Rückkopplungsgrad von 75%, ergeben sich die Werte 5 bzw. 15 A/cm für die Intensität des Steuermagnetfeldes, welche die drei Bereiche im Intervall $H_c = 0...37$ A/cm bestimmen.

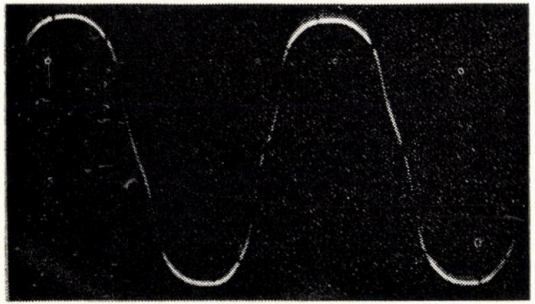
$B = 1{,}2$ T



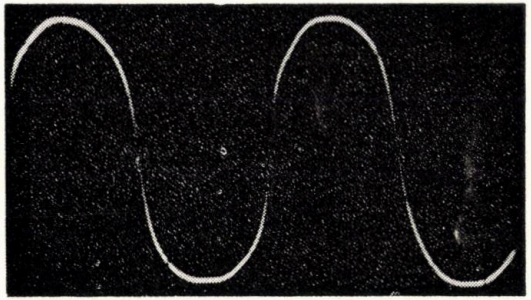
$H_c = 6$ A/cm, $H_r = 0$.



$H_c = 37$ A/cm, $H_r = 0$.



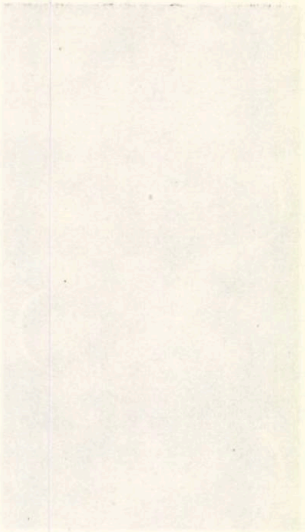
$H_c = 6$ A/cm, $H_r = 10$ A/cm.



$H_c = 37$ A/cm, $H_r = 10$ A/cm.

X : 2 ms/div. Y : 5 V/div.

Abb. 4.



2. Für $H_c \leqslant 5$ A/cm bewirkt die Rückkopplung eine bedeutende Aussteigung der sekundären Leerlaufspannung, was eine Erweiterung der unteren Grenze des Schweißzustandes, aus der Sicht der Lichtbogenstabilität erlaubt.

Das Ansteigen des primären Leerlaufstromes in diesem Bereich ist kein bedeutender Mangel, da seine Absolutwerte gering sind.

Im Bereich $H_c = 15...37$ A/cm. in Anwesenheit der Rückkopplung vergrößert sich der Wert der sekundären Leerlaufspannung und bleibt ungefähr konstant für den ganzen Bereich ($K_t = 0{,}75$), während sich der primär Leerlaufstrom auf ca. 50% verringert.

Im Bereich $H_c = 5...15$ A/cm empfiehlt es sich den Rückkopplungskreis zu unterbrechen um den Effektivwert der sekundären Leerlaufspannung nahe der oberen Grenze halten.

3. Die Werte des sekundären und primären Kurzschlußstromes werden von der Rückkopplung nicht beeinflußt, die Änderung des Schweißzustandes erfolgt durch die m.m. Steuerspannung.

4. Die Kurvenform der sekundären Leerlaufspannung wird in einem großen Bereich des Schweißzustandes durch die Rückkopplung verbessert. Dies ist in direktem Zusammenhang mit dem Anwachsen des Verhältnisses K_t im Bereich größerer Intensitäten des Steuermagnetfeldes durch die Rückkopplung.

Für $H_r = 10$ A/cm wurde eine rechtechige Form der sekundären Leerlaufspannung, die ideal ist für den Schweißprozeß, auch für die obere Grenze erhalten, während ohne Rückkopplung dies nur für die untere Grenze des Schweißzustandes möglich ist.

5. Die Steilheit der äußeren Kennlinie wird durch die Rückkopplung nicht beeinflußt. Das Verhältnis $I_{2sc}/I_{sc} = 1...1{,}2$, welches auch bei Anwesenheit der Rückkopplung erhalten bleibt, ist sehr Vorteilhaft für das handbetriebliche Schweißen mit elektrischem Lichtbogen.

6. Die Verwendung der Rückkopplung erlaubt eine Erweiterung des Änderungsbereichs des Schweißzustandes, als Folge der Bemerkung von Punkt 2.

Das Verhältnis $I_{sc\,max}/I_{sc\,min}$ vergrößert sich durch die Rückkopplung vom Wert 5 auf 8 entsprechend der Möglichkeit die Werte von $H_{c\,min}$ von 5,5 auf 3 A/cm herabzusetzen.

Als Schlußfolgerung ist zu bemerken daß das statische Aggregat für Schweißen mit elektrischem Lichtbogen bei 100 Hz, das auf dem Prinzip des magnetischen Frequenzverdopplers beruht und mit negativer Rückkopplung nach der Lichtbogenspannung, ausgestattet ist, höhere technische Leistungen, aus der Sicht des Leistungsverbrauchs und der Kurvenform der sekundären Leerlaufspannung praktisch im ganzen Stellbereich des Schweißzustandes bietet.

Eingegangen am 12. Mai 1979

Technische Hochschule, Jassy,
Lehrstuhl für Elektroenergetik
und
Lehrstuhl für Elektroenergieanwendung
und Regelungstechnik

LITERATURVERZEICHNIS

1. Oláh R., Oláh I., *Verwenden des magnetischen Frequenzverdopplers als Speisequelle für das Schweissen mit elektrischem Lichtbogen.* Bul. Inst. polit., Iași, **XXV (XXIX)**, *3—4*, s. III (1979).

TRANSFORMATOR DUBLOR DE FRECVENȚĂ PENTRU SUDARE CU ARC ELECTRIC LA 100 Hz

(Rezumat)

Se evidențiază faptul că agregatele statice pentru sudare cu arc electric la 100 Hz, bazate pe principiul dublorului de frecvență magnetic și prevăzute cu reacție negativă după tensiunea arcului, posedă caracteristici tehnice superioare față de agregatele similare dar lipsite de această reacție, în ceea ce privește puterea absorbită și forma curbei tensiunii secundare la mersul în gol, practic în întreg domeniul de reglare al regimului de sudare.

198? FEB 1 6

40822